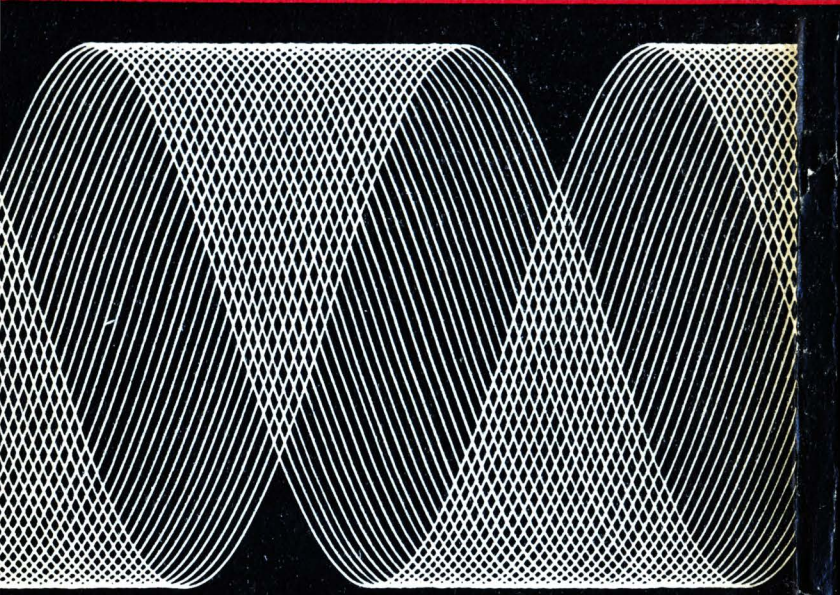
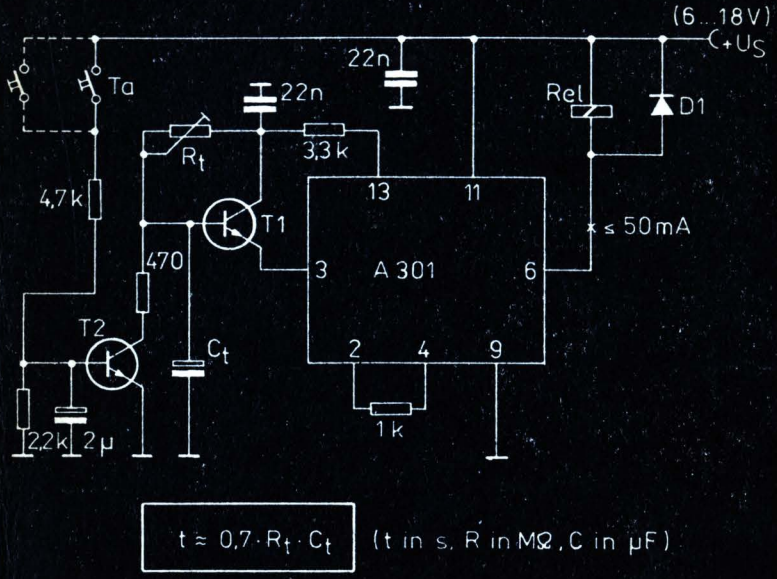
amateurreihe

electronica





$t \approx 0{,}7 \cdot R_t \cdot C_t$ (t in s, R in MΩ, C in µF)

Hagen Jakubaschk

172

Elektronik-schaltungen mit A 902 D und A 301 D

LEER

electronica · Band 172

HAGEN JAKUBASCHK

Elektronikschaltungen mit A 902 D und A 301 D

MILITÄRVERLAG
DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN
REPUBLIK

1. Auflage, 1979, 1.—20. Tausend
© Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik
(VEB) — Berlin, 1979
Cheflektorat Militärliteratur
Lizenz-Nr. 5
LSV: 3539
Lektor: Wolfgang Stammler
Zeichnungen: Johanna Goernemann
Typografiie: Helmut Herrmann
Hersteller: Michael Haase
Vorauskorrektor und Korrektor: Eva Plake
Printed in the German Democratic Republic
Gesamtherstellung: Druckerei Märkische Volksstimme Potsdam
Redaktionsschluß: 15. Dezember 1978
Bestellnummer: 746 126 9
DDR 1,90 M

Inhalt

Vorwort 5

1. Die integrierte Schaltung *A 902 D* 7
1.1. Kenndaten und Innenschaltung 7
1.2. Anwendungsbeispiele 12
1.2.1. Kameraverschlußzeitgeber 12
1.2.2. Zeitschalter für Belichtungsuhr und allgemeine Zwecke 13
1.2.3. Lichtmengenzähler (Lichtdosimeter) 15
1.2.4. Lichtschranken und Dämmerungsschalter 18
1.2.5. Parklichtautomatik für Kraftfahrzeuge 20
1.2.6. Sensorschalter 21
1.2.7. Die *A 902* als Trigger 23
1.2.7.1. Trigger für Sinus-Rechteck-Umformung 23
1.2.7.2. Eingangstrigger für TTL-Schaltungen 24
1.2.8. Die *A 902* als Monoflop 26
1.2.9. Die *A 902* als astabiler Multivibrator (Schwingungsgenerator) 27
1.2.9.1. Die *A 902* als NF-Generator 30

2. Die integrierte Schaltung *A 301 D* 33
2.1. Zweckbestimmung und prinzipielle Funktion 33
2.2. Kenndaten und Innenschaltung 37
2.3. Hinweise für die Schwingkreisausführung bei Oszillatorbetrieb 49
2.4. Zur Verwendung nur teilweise funktionstüchtiger *A 301* 57
2.5. Zusammenschaltung der *A 301* mit TTL- oder MOS-Schaltkreisen 61
2.6. Ansteuerung von Thyristoren mit *A-301*-Ausgängen 62
2.7. Ausgangssignalübertragung über die Speisezuleitung 64
2.8. Anwendungsbeispiele 66
2.8.1. Initiatoranwendungen 66

2.8.1.1. Annäherungsschalter für kleine Abstände 67
2.8.1.2. Annäherungsschalter für mittlere Abstände 67
2.8.1.3. Die *A 301* in Modelleisenbahnanlagen 69
2.8.1.4. Windungsschlußprüfer 73
2.8.2. Die *A 301* als Schwellwertschalter 74
2.8.2.1. Lichtschranken und Dämmerungsschalter 76
2.8.2.2. Temperaturwächter 82
2.8.2.3. Feuchtemelder 83
2.8.2.4. Zeitschalter für allgemeine Anwendungen 84
2.8.3. Schwingungsgeneratoren 87
2.8.3.1. NF-Signalgenerator 87
2.8.3.2. Taktgenerator für niedrige Frequenzen 91
2.8.3.3. Quarzoszillator mit *A 301* 93
2.8.4. Die *A 301* in Meßgeräten 94
2.8.4.1. Linear direktanzeigender Frequenzmesser 95
2.8.4.2. Drehzahlmesser für berührungslose Messung 98
2.8.4.3. Linear direktanzeigendes Kapazitätsmeßgerät 102
2.9. Kombinierte Schaltungen 104
2.9.1. Rohrleitungssucher (Metallspürgerät) 104
2.9.2. Intervalltonsignalgeber 106
2.9.3. Kraftfahrzeugdrehzahlmesser 107
2.9.4. Kraftfahrzeugthyristorzündung mit kontaktlosem Geber 109
2.9.5. Wechselseitige Verriegelung für Endlagenumschalter 112

Literatur 116

Vorwort

Seit einiger Zeit sind zwei Schaltkreistypen im Bauelementehandel auch für den Amateur preiswert greifbar, die ursprünglich für einen spezialisierten, vorgegebenen Anwendungszweck in der Industrie entwickelt wurden. Im Gegensatz zu fast allen „spezialisierten" Schaltkreisen (IS), die dem Amateur außerhalb ihres vorbestimmten Zwecks kaum Anwendungsmöglichkeiten bieten, lassen sich diese IS-Typen jedoch infolge ihrer Eigenschaften und Anschluß-„Zugriffsmöglichkeiten" auch außerhalb ihres ursprünglichen Einsatzbereichs sehr vielseitig verwenden. Deshalb werden — einer bewährten Tradition dieser Broschürenreihe folgend — die notwendigen Hinweise und Schaltungsbeispiele gegeben, die dem Amateur die Verwendung dieser Schaltkreistypen für seine Zwecke ermöglichen. Bei der Auswahl der — sämtlich erprobten — Schaltbeispiele werden bewußt nur relativ einfache, aber vom Leser selbst vielseitig zu variierende Grundschaltungen berücksichtigt, wobei es dem Leser weitgehend überlassen bleibt, die jeweils für ihn aktuellen praktischen Einsatzfälle zu finden.

Der Schaltkreis *A 902 D* wurde von der DDR-Industrie ursprünglich als Kameraschaltkreis für moderne Kleinbildkameras (z. B. *Praktica EE 2*) als Bestandteil ihrer Belichtungsautomatik konzipiert. Wegen seiner Kleinheit, des sehr günstigen Preises und seiner Daten eignet sich die IS *A 902 D* aber allgemein als Schwellwertschalter (Trigger). Bei der ebenfalls von der DDR-Industrie zunächst für einen speziellen Anwenderkreis entwickelten IS *A 301 D* handelt es sich um einen komplex arbeitenden, höher integrierten Schaltkreis, den man vorzugsweise als elektromagnetischen „Initiator", d. h. Auslöseschaltkreis, anwendet und der dann nach dem Prinzip des Annäherungsschalters arbeitet. Dabei reagiert diese IS bei Annähern eines Metallgegenstands an eine mit dem Schaltkreis verbundene Schwingkreisspule mit einem Schaltvorgang. Dieser IS-Typ ist jedoch auch für viele andere Zwecke sehr gut geeignet. Seine besonderen Vorzüge sind (neben der zuverlässig arbeitenden, bezüglich der äußeren Beschaltung „anspruchslosen" Oszillator-

schaltung) die interne Speisespannungsstabilisierung (womit die Stromversorgung gerade für den Amateur ganz unkritisch wird) und das Vorhandensein zweier Leistungsschaltstufenausgänge. Beide Schaltkreistypen lassen sich daher universell anwenden, wie das (mit Ausnahme weniger anderer IS-Typen, etwa des Operationsverstärkers *A 109*) sonst nur für wenige Typen der Analogschaltkreise gilt. Der Amateur kann damit bei geringem Aufwand Schaltungen realisieren, die — bisher mit diskreten Transistoren ausgeführt — ihm häufig Stabilitäts- oder Betriebszuverlässigkeitsprobleme einbrachten oder (oft auch aus ebendiesem Grund) am Bauelementeaufwand scheiterten.

Beide IS-Typen *A 301 D* und *A 902 D* werden ausschließlich im bekannten Plastgehäuse geliefert, weshalb der die Gehäuseart kennzeichnende Buchstabe „D" in der Typenbezeichnung im folgenden weggelassen wird. Der *A 301* entspricht im Gehäuse (DIL, 14polig) etwa den bekannten TTL-Schaltkreisen, der *A 902* (4polig) der Gehäusebauform der MOSFET-Typen *SMY 50* und *SMY 52*.

Nach der Typenbezeichnung (A) wären diese IS den analogen Schaltkreisen zuzuordnen, jedoch sind sie funktionell vorzugsweise zur Lösung digitaler Schaltungsanwendungen geeignet. Ihr Anwendungsbereich beim Amateur ist daher die digitale Elektronik (Schalter- und Steuerungsanwendungen), wie die gezeigten Schaltbeispiele leicht erkennen lassen.

Nahmitz, im Oktober 1978 *Hagen Jakubaschk*

1. Die integrierte Schaltung *A 902 D*

Die *A 902 D* wird industriell vorzugsweise für Belichtungsautomatiken verwendet und ist z. B. in der Kleinbildkamera *Praktica EE 2* eingesetzt. Eine eingehende Beschreibung der *A 902 D* findet der Leser in [1]; die Wirkungsweise der gesamten Belichtungsautomatik der *Praktica EE 2* ist in [2] dargestellt. Die *A 902* arbeitet im Rahmen dieser Automatik als lichtstärkeabhängiger Schwellwertschalter und damit als elektronischer Zeitgeber für die Verschlußöffnungszeit.

1.1. Kenndaten und Innenschaltung

Bild 1.1 zeigt die Innenschaltung der *A 902*, Bild 1.2 die Gehäuseform und Anschlußlage. Das Gehäuse entspricht in den Abmessungen den bekannten MOSFET-Typen *SMY 50* und *SMY 52*. Diese IS hat lediglich die 4 Anschlüsse für Eingang E, Ausgang A, Speisespannung + Us und Masse (Stift 3, zugleich − Us).

Im folgenden sei die Innenschaltung kurz erläutert. Am Eingang E ist (hinter einem Strombegrenzungswiderstand R 1) zunächst eine *Darlington*-Transistorstufe T 1, T 2 vorhanden,

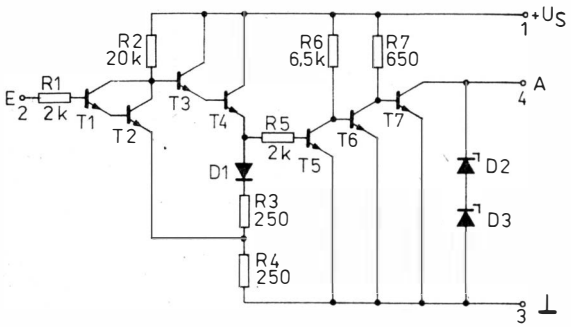


Bild 1.1 Innenschaltung der IS *A 902 D*

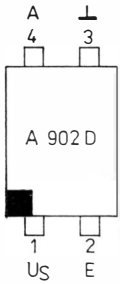


Bild 1.2 Gehäuse und Anschlußlage der *A 902*

mit der ein hochohmiger Eingang und außerordentlich geringer Eingangsstrombedarf erreicht wird. Überschreitet eine an E liegende positive Spannung die Summe der Schwellspannungen der Basis-Emitter-Strecken von T 1, T 2, so öffnen T 1, T 2. Bei offenem Eingang sind T 1, T 2 zunächst gesperrt. Über R 2 werden dann T 3, T 4 und (mit dem über D 1, R 3, R 4 auftretenden Spannungsabfall) über R 5 T 5 geöffnet, womit T 6 gesperrt und T 7 über R 7 geöffnet wird; Ausgang A ist nach Masse durchgeschaltet. Steuert man Eingang E mit einer ausreichenden Spannung an (logischer H-Pegel), so schließen T 1, T 2 die Basisspannung von T 3 kurz; T 3, T 4, T 5 sperren. T 6 wird über R 6 geöffnet und schließt seinerseits die Basis T 7 kurz, so daß T 7 sperrt und A abschaltet. Ausgang A kann direkt ein Relais (in der Kamera: Verschlußmagnet) ansteuern. Beim Abschalten von Induktivitäten ist eine Vorkehrung gegen Abschaltinduktionsspannungen — dem Amateur als Paralleldiode (Freilaufdiode) zu Relaiswicklungen geläufig — notwendig. Um dieses Bauelement einzusparen, enthält die *A 902* mit D 2, D 3 zwei Z-Dioden mit geringer Belastbarkeit, die diese Impulsspitzenspannungen abfangen, so daß T 7 nicht zerstört wird. Am Ausgang A können Relais (bis zu maximalen Spuleninduktivitäten von 0,1 H) daher ohne Paralleldiode direkt angeschlossen werden; das Ausgangsrelais liegt dabei zwischen + Us und A. Die Vorgabe der maximalen Spuleninduktivität von 0,1 H (die von den in Betracht kommenden Kleinrelais im allgemeinen nicht erreicht wird; bei Relais höherer Induktivität ist dann lediglich wieder die bekannte Relais-

paralleldiode notwendig) resultiert aus der geringen Belastbarkeit der integrierten Z-Dioden D 2, D 3. Deren Z-Spannungswert ist für den Anwender nicht interessant und liegt nur wenig über dem Maximalwert für + Us, der zugleich Maximalwert der Kollektorspannung von T 7 ist. Die *A 902* ist im Betriebsspannungsbereich 2,8 ... 5,6 V betriebsfähig; $Us_{max} = 6{,}0$ V. Ausgang A kann bis zu 80 mA aufnehmen; im Normalfall sollte man 50 mA Ausgangsstrom nicht überschreiten. Daraus und aus Us ergeben sich die zu verwendeten Relaistypen. Ausgang A kann selbstverständlich auch andere Folgeorgane steuern (z. B. Eingänge von TTL-IS-Gattern, Leuchtdioden u. ä.), mit TTL-Bausteinen ist diese IS daher voll kompatibel. Eingang E darf übrigens (wegen R 1) direkt mit + Us verbunden werden (maximal zulässiger Eingangsstrom: 10 mA, das entspricht maximal zulässiger positiver Spannung an E — mit Sicherheitsspanne gerechnet — von etwa 12 ... 15 V). Dagegen darf eine negative Spannung an E etwa — 0,6 V nicht überschreiten; man beachte daß R 1 kein diskretes Bauelement, sondern ein integrierter (und gegen Masse also durch eine pn-Sperrschicht isolierter) Widerstand ist. Diese Isoliersperrschicht „rund um" R 1 leitet ab etwa — 0,6 V (Diodencharakter), womit R 1 seine Strombegrenzungseigenschaft einbüßt und zerstört wird! Gegen mögliche negative Eingangsspannungen muß die *A 902* also wie jeder andere bipolare Schaltkreiseingang geschützt werden, was eventuell mit äußerer Paralleldiode zwischen E und Masse (Katode an E) geschieht.

Der Basisstrom des T 1 (= Eingangsstrom) ist sehr gering; mit maximal 1 μA (meist schon — exemplarabhängig — mit $\approx 0{,}1$ μA) werden T 1, T 2, voll durchgeschaltet. Das kommt hochohmigen Zeitschalteranwendungen u. ä. sehr entgegen, es ergeben sich dabei sehr empfindliche Eingangsstufen. Die wichtigste Eigenschaft der *A 902* ist jedoch ihr Triggerverhalten. Über R 4 sind die Eingangsstufen T 1, T 2 und die Folgestufe T 3, T 4 verkoppelt; T 1 ... 4 bilden den bekannten *Schmitt*-Trigger. Die Reaktion ist wie folgt:

Sobald T 1, T 2 so weit geöffent sind, daß — bei allmählich weiter steigender Eingangsspannung — T 3, T 4 zu schließen beginnen, sinkt der Strom durch R 4 ab, und hiermit sinkt auch das Emitterpotential von T 2. Das führt zu kräftigerer Durchsteuerung von T 1, T 2, womit die Schaltung schlagartig

in den Ein-Zustand kippt (T 3, T 4, T 5 sperren schlagartig). Der Ausgang wird daher auch bei langsam steigender Eingangsspannung schlagartig gesperrt, sobald die dafür notwendige H-Eingangsspannung Ue_H erreicht ist. Sinkt nun Ue wieder, so geschieht — wegen des beim Einschaltvorgang an R 4 gesunkenen Potentials — zunächst nichts, bis Ue den Wert der Basisschwellenspannungen T 1, T 2 zuzüglich Spannung an R 4 unterschreitet. Erst dann beginnen T 1, T 2 zu sperren, T 3, T 4 öffnen, deren Emitterstrom bewirkt aber über D 1, R 3 wieder Potentialanstieg an R 4, so daß T 1, T 2 schlagartig wieder sperren. Ausgang A wird daher auch bei „schleichender" Eingangsspannung stets schlagartig umgeschaltet. Die Differenz zwischen Einschaltspannung an E (Ue_H) und dem Wert der Ausschaltspannung (Ue_L) stellt die Hysterese dieses Triggers dar; sie ist mit der Innenschaltung des *A 902* fest vorgegeben, jedoch — wie später noch gezeigt wird — erheblich von der Betriebsspannung + Us abhängig.

Nachfolgend die wichtigsten Kenndaten der *A 902*:

Us = 2,5 ... 5,6 V;

Is (Speisestrombedarf) (bei Us)

T 7 gesperrt: Is $\approx$ 2,0 mA (2,8 V) ... $\approx$ 3,6 ... 4,5 mA (5,6 V),

T 7 durchgesteuert: IS $\approx$ 2,5 mA (2,8 V) ... $\approx$ 6 ... 8 mA (5,6 V);

Eingangsspannung Ue (H = T 7 gesperrt, L = T 7 durchgesteuert)

$Ue_H \approx$ 1,4 V (bei Us = 2,8 V) ... $\approx$ 2,7 V (Us = 5,6 V);

Eingangsspannung $Ue_L \approx$ 1,2 ... 1,3 V (Us = 2,8 ... 5,6 V);

Eingangsstrombedarf Ie maximal 1 μA (typisch $\approx$ 0,1 μA);

Eingangsvorwiderstand (extern zwischen E und + Us, z. B. für Zeitschaltglieder u. ä.) maximal $\approx$ 20 MΩ (je nach Exemplar > 20 MΩ);

Ausgangsdaten (T 7)

Ua_H (= U_{ceT7}) maximal 6,0 V (Normalbetrieb bis 5,6 V),

Ia_L (= IcT7) maximal 80 mA, Normalbetrieb $\leqq$ 50 ... 60 mA,

Ua_L (Sättigungsspannung T 7) $\leqq$ 0,15 V (Ia = 40 mA) ... $\leqq$ 0,25 V (Ia = 60 mA).

Die maximale Arbeitsfrequenz (Schaltfrequenz) wird vom Hersteller nicht angegeben, sie liegt nachden Erfahrungen des Verfassers bei (exemplarabhängig) mindestens 50 ... 100 kHz.

Die Flankensteilheit des Ausgangsimpulses wird mit $< 5\,\mu s$ (typisch $1 \ldots 2\,\mu s$) angegeben. Die genannten Daten lassen u. a. erkennen, daß der Ausgang direkt zur Ansteuerung von TTL-IS geeignet ist und in diesem Fall als „offener Kollektorausgang" mit $N_{OL} \approx 30$ (vergleichbar D 140) aufgefaßt werden kann (Näheres zu TTL-Daten in [3]). Wie später noch gezeigt wird, läßt sich die *A 902* demzufolge (im Frequenzbereich unter etwa 100 kHz) sehr gut als hochohmiger Eingangsimpulsformer (Eingangstrigger) für TTL-Schaltungseingänge verwenden, zumal man für + Us die TTL-typische Betriebsspannung von + 5 V benutzen kann. Die Schaltungsfunktion zeigt, daß T 7 sperrt (Ua = H), wenn $Ue \geq Ue_H$ ist. Die *A 902* verhält sich insoweit wie ein logisches AND-Glied, negiert das Eingangssignal also nicht. Für den Einsatz wichtig sind die Temperaturabhängigkeit der Daten, die insbesondere Ue_H, etwas weniger auch Ue_L betrifft (alle bisher genannten Daten gelten für eine Umgebungstemperatur von 20 °C), vor allem aber die Abhängigkeit der Einschaltspannung Ue_H von der Betriebsspannung U_S. Dieser Zusammenhang ist deshalb nochmals in Bild 1.3 dargestellt.

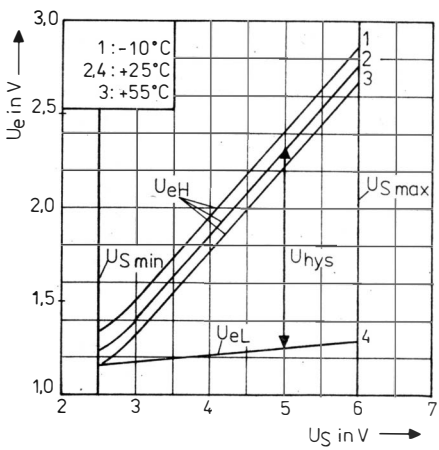


Bild 1.3 Abhängigkeit der Eingangsspannungen von Speisespannung und Umgebungstemperatur bei der *A 902*

Während sich die Ausschaltspannung Ue_L (T 7 leitend) mit der Betriebsspannung verhältnismäßig wenig ändert, ist diese Abhängigkeit für Ue_H wesentlich ausgeprägter. Für Ue_H sind im Bild 1.3 neben dem Mittelwert für Raumtemperatur (20 °C) — Kurven 2 und 4 — auch die Kurven für — 10 °C und + 55 °C angegeben. Sie ermöglichen ein Abschätzen des Temperatureinflusses auf Ue_H. Für Ue_L fallen die entsprechenden Kurven sehr dicht zusammen, sie wurden deshalb nicht eingezeichnet. Die Differenz zwischen Ue_H und Ue_L ist die Triggerhysterese U_{hys} (für TTL-Anwendungen bei Us = 5 V wurde ein Beispiel eingetragen); sie und die Ue-Werte sind für gegebene Us direkt aus Bild 1.3 zu ersehen. Die Hysterese wird mit sinkender Us geringer. Die genannten Daten zeigen außerdem, daß die *A 902* zwar vorzüglich zum Schalten von Lasten mit sehr geringen Eingangs*strömen*, aber nicht ohne weiteres zum Schalten durch geringe Eingangs*spannungen* geeignet ist (Ue mindestens etwa 1,3 V; für TTL-Speisespannung + 5 V liegt Ue_H mit ≈ 2,3 V sogar noch über dem normgerechten H-Mindestpegel von 2,0 V). Im Abschnitt 1.2.7.2. wird darauf noch näher eingegangen.

1.2. Anwendungsbeispiele

1.2.1. Kameraverschlußzeitgeber

Bild 1.4 zeigt die (experimentell durchaus realisierbare) Prinzipschaltung für eine Kamerabelichtungszeitsteuerung. Sie soll das Anwendungsprinzip der *A 902* verdeutlichen. Die tatsächlich angewendete Schaltung ist weitaus komplizierter, wie u. a. [2] zeigt.

Der Zeitschalter (der nach dem Prinzip des Lichtmengenschalters [4] arbeitet) benötigt außer der *A 902* lediglich noch Fotowiderstand Rf, Zeitkondensator C (für unterschiedliche Zeitbereiche umschaltbar), Auslösertaste Ta und den Verschlußöffnungsmagneten, in diesem Fall als Relais Rel gezeichnet. Fotoamateure können diese Schaltung eventuell unmittelbar als Lichtmengenschalter für die Dunkelkammer [4] anwenden. Sobald Ta gedrückt wird, erhält die *A 902* Spannung. Da C zu dieser Zeit noch entladen ist, sind Ue = 0 und Anschluß 4 nach Masse durchgeschaltet (T 7 in der IS öffnet sofort); Rel

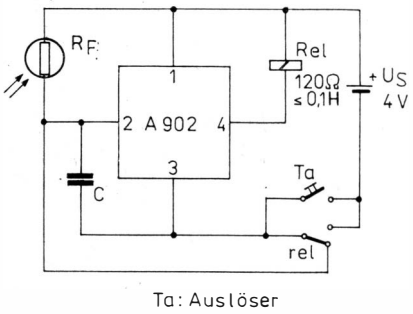
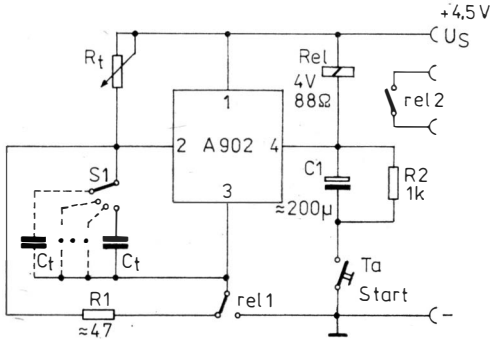


Bild 1.4 Prinzipschaltung einer Kamerabelichtungsautomatik

zieht und öffnet den Verschluß (bzw. Dunkelkammer: Kopierlichteinschaltung). Je nach Stärke des auf den Fotowiderstand Rf (bei der Kamera neben oder hinter dem Objektiv angeordnet) auftreffenden Lichtes wird C schneller oder (bei geringerem Licht) langsamer geladen. Erreicht die Spannung an C den Wert Ue_H, so spricht der Trigger an, Rel fällt ab (T 7 in der *A 902* sperrt) und schließt den Verschluß wieder. Über den Relaiskontakt rel — der während der Belichtungsphase Ta überbrückt — wird C sofort wieder entladen. Für den Einsatz dieser einfachen Schaltung als Lichtmengenschalter für Fotolabors kann sich der Leser nach den Angaben in Bild 1.5 ($R_F \triangleq R_t$) orientieren. Für die praktische Auslegung eines solchen Geräts sind die dazu in [4] gegebenen Hinweise sinngemäß auch in diesem Fall anzuwenden.

1.2.2. Zeitschalter für Belichtungsuhr und allgemeine Zwecke

Nach dem bei Bild 1.4 erläuterten Prinzip läßt sich sehr gut ein Zeitschalter realisieren, der z. B. als Belichtungsuhr für Fotolabors nach Bild 1.5 zu bemessen ist. Dazu ersetzt man den Fotowiderstand durch einen von Hand einstellbaren Widerstand Rt, mit dem die Zeit fein gewählt wird. Über Bereichswahlschalter S 1 können zur Grobwahl unterschiedlich große Zeitkondensatoren Ct angeschaltet werden. Mit R 1 wird lediglich der Relaiskontakt rel 1 beim Entladen großer Ct-Werte



$R_t \leq 20\ M\Omega$	$t = n \cdot R_t \cdot C_t$; t in s, R in MΩ, C in µF
$C_t \leq 2000\ \mu F$	$n \approx 0{,}62$ für $U_S = 2{,}8$ V
	$n \approx 0{,}73$ für $U_S = 5{,}0$ V

(R1 = 0, wenn $C_{t\,max} < 5\mu F$) C1 je nach Relaistyp

Bild 1.5 Zeitschalter für Belichtungsuhr und allgemeine Zwecke

geschont. Bei kurz eingestellter Zeit muß berücksichtigt werden, daß die Starttaste Ta nach Ablauf der Zeit t noch geschlossen sein kann. Deshalb wurde hier mit C 1, R 2 ein Impulsstart für das Relais angewendet. Sobald Ta schließt, bringt der Ladestrom von C 1 das Relais zum Anzug; rel 1 gibt Ct frei. C 1 wird so bemessen, daß das Relais gerade noch sicher anzieht. R 2 — über den sich C 1 nach Öffnen von Ta bis zum Neustart entlädt — muß so groß sein, daß der Strom über R 2 das Relais nicht mehr angezogen halten kann. Die Werte sind unkritisch und können gegebenenfalls je nach Relaistyp variiert werden. Wann nach Start (und damit beginnender Ct-Aufladung über Rt) die Einschaltschwelle des Triggers erreicht ist, hängt von Ct, Rt und Us ab. Us soll deshalb konstant sein (einfache Stabilisierung oder Batteriespeisung). Sobald der Trigger einschaltet, sperrt T 7 in der *A 902*, Rel fällt ab, rel 1 setzt die Anordnung still und entlädt Ct. Die Einschaltzeit des Relais (t) ergibt sich nach der in Bild 1.5 genannten Beziehung. Hierbei ist n ein Korrekturfaktor, der die in Bild 1.3 gezeigten Zusammenhänge erfaßt. Da üblicherweise Rt ohnehin nach Versuch (Stoppuhr)

in Zeiten zu eichen ist, genügt für Amateurzwecke meistens eine Näherungsberechnung mit $n \approx 0{,}7$. Die Grenzwerte für Rt und Ct sind in Bild 1.5 mit angegeben. Praktisch ergeben sich Einschränkungen bei sehr langen Zeiten durch den Isolationsfehlstrom (bei Elektrolytkondensatoren: Reststrom) des Ct. Es müssen also gegebenenfalls ausgesucht reststromarme Elektrolytkondensatoren für Ct benutzt werden; in diesem Punkt unterscheidet sich dieser Zeitschalter nicht von anderen nach ähnlichem Prinzip arbeitenden ([4] u. a.). Wenn materialmäßig möglich, sollte man Rt groß wählen und für Ct dann Foliekondensatoren (MKL-, MKC- u. ä. Typen) verwenden. Mit $Rt = 20\,M\Omega$ und $Ct = 2{,}2\,\mu F$ (MKL-Typ) kann man etwa 45 s realisieren; mit einem hochwertigen Elektrolytkondensator von $1000\,\mu F$ und $Rt = 1\,M\Omega$ lassen sich etwa 17 min erreichen. Letzteres Beispiel ist vom Langzeitverhalten des Elektrolytkondensators abhängig. Werden bei Ct Elektrolytkondensatoren verwendet, so wird man Rt kaum größer als 2 ... 5 MΩ auslegen können. Dieser Zeitschalter ist insgesamt nicht für extrem genaue Zeiten geeignet, seine Wiederkehr- und Langzeitgenauigkeit reicht jedoch, wie Versuche zeigten, für Dunkelkammerzwecke bei weitem aus. Das Muster wurde dabei mit $Us = 4\,V$ aus 2 Kleinstakkumulatoren (Trockenakkumulatoren) betrieben. Kontakt rel 2 schaltet die Kopierbeleuchtung ein. Der Vorteil dieser Schaltung liegt im sehr geringen Gesamtaufwand, das zeigt zugleich den Vorteil des sehr hochohmigen Eingangswiderstands der *A 902*.

1.2.3. Lichtmengenzähler (Lichtdosimeter)

Lichtmengenzähler eignen sich z. B. zur Kontrolle der biologisch wirksamen Beleuchtungsdosis auf Versuchsbeeten u. ä. Erfaßt wird dabei das Produkt aus Beleuchtungsstärke und Beleuchtungszeit. Aufgabe des Lichtmengenzählers ist es, je „Dosiseinheit" der Beleuchtung einen Schaltimpuls abzugeben. Die Impulsanzahl wird mit mechanischen oder elektronischen Zählern fortlaufend gezählt, sie stellt ein Maß für die am Meßort wirksam gewordene Gesamtlichtmenge dar. Bei gleichbleibend starker Beleuchtung bleiben die vom Dosimeter abgegebenen Impulsabstände (z. B. 1 Impuls je Minute) konstant, ihre

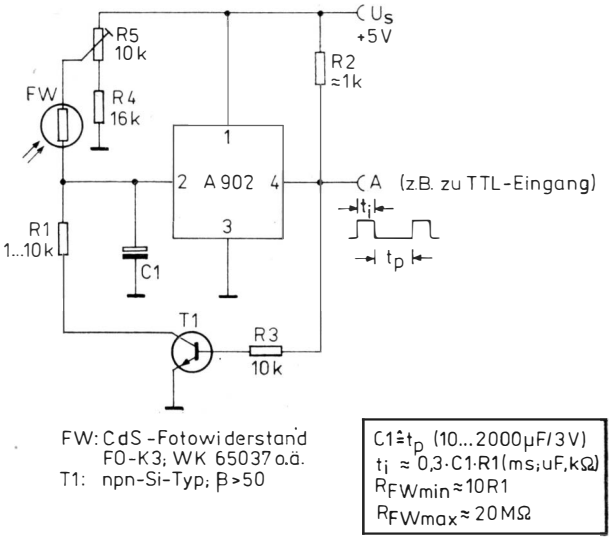


Bild 1.6 Lichtmengenzähler (Lichtdosimeter) mit *A 902*

Anzahl ist der Beleuchtungsdauer proportional. Bei steigender Beleuchtungsstärke verkürzen sich die Impulsabstände, bei schwächerer Beleuchtung verlängern sie sich. Der Zusammenhang ist bei geeignetem Aufbau in einem sehr großen Bereich nahezu linear. Weitere Einzelheiten und Anwendungsbeispiele zur Lichtmengenzählung in [4]. Bild 1.6 zeigt eine für diesen Zweck geeignete Schaltung. Fotowiderstand FW ordnet man bei dem zu kontrollierenden Objekt an, C 1 wird grob nach der gewünschten Impulsanzahl je Zeiteinheit bemessen. Die erforderlichen Bemessungsrichtwerte sind in Bild 1.6 angegeben. Der Wert von R 1 bestimmt lediglich die Zählimpulsbreite ti. Schaltet man zur Impulszählung ein mechanisches Zählwerk nach (der am Ausgang A nachzusetzende Zähler wurde hier nicht mit gezeichnet und kann beliebiger Art sein), so muß ti mindestens der zum sicheren Schalten des Zählwerks erforderlichen Zeit entsprechen (mechanische Postzählwerke: ti ≈ 0,1 s). Wird elektronisch gezählt (TTL-Zählschaltung oder neuerdings auch

für Zählzwecke abgeänderte Taschenrechner), so richtet sich ti nach deren Anforderungen und kann sehr klein sein (ti $\approx$ 0,03 s für Taschenrechner mit Konstantenzählung; ti $\approx$ 1 ms für TTL-Zählschaltungen). Die von FW abhängige Meßgröße ist die Impulspause tp. R 1 sollte nur in den im Bild angegebenen Grenzen variiert werden. Mit P 1 nimmt man den Feinabgleich auf die geforderte Impulsrate ($\triangleq$ tp) vor. Ein elektromagnetisches Zählrelais könnte prinzipiell auch statt R 2 eingesetzt werden. Ein Nachteil ergibt sich dann jedoch dadurch, daß R 2 während tp ständig stromführend (angezogenes Relais) ist und nur während ti abgeschaltet wird. Die für FW bei den gegebenen Grenzwerten der Beleuchtungsstärke zulässigen Grenzwerte — in Bild 1.6 mit angegeben — erreicht man durch teilweises Abdunkeln von FW mit einigen Lagen dünnen transparenten Papiers o. ä. Hilfsmitteln. C 1 muß, wenn für tp lange Zeiten gefordert sind, auch hier sehr reststromarm sein, anderenfalls wird der Zusammenhang zwischen Beleuchtungsstärke, Beleuchtungsdauer und tp bei großen t_p-Abständen nichtlinear (was sich durch Anfertigen einer Eichkurve für tp in Abhängigkeit von der Beleuchtungsstärke erfassen ließe) und auch durch Alterung von C 1 beeinflußt.

Die Funktion der Schaltung: Je niederohmiger FW (je heller das Licht) ist, desto schneller lädt sich C 1. Sobald der Trigger *A 902* einschaltet (wenn an C 1 Ue_H erreicht ist), ergibt sich am Triggerausgang A = H und über R 3 wird daraufhin T 1 angesteuert. T 1 entlädt über R 1 C 1, so daß der Trigger — nach Unterschreiten von Ue_L an seinem Eingang — wieder zurückschaltet. Die Spannung an C 1 pendelt deshalb ständig zwischen den Werten Ue_H und Ue_L der *A 902*. Die Zeit tp hängt daher direkt von der auf FW fallenden Lichtstärke und die Impulsanzahl je Zeiteinheit somit von Stärke und Dauer der Beleuchtung ab. Es empfiehlt sich, P 1 so abzugleichen, daß bei völlig abgedunkeltem FW die Impulsanzahl gerade 0 wird. Anpassung an die maximal vorkommende Beleuchtungsstärke erreicht man dann günstiger durch das erwähnte Abschatten von FW. Bei gutem Abgleich ist der Zusammenhang zwischen Beleuchtungsstärke und Impulsrate über etwa 2 Größenordnungen linear. Wie groß tp gewählt wird, richtet sich im wesentlichen nach der Stellenkapazität des benutzten Zählers und nach der vorgesehenen Meßdauer (die u. U. Wochen und Monate betragen kann).

1.2.4. Lichtschranken und Dämmerungsschalter

Für Lichtschrankenempfänger aller Art und Dämmerungsschalter ist die *A 902* vorzüglich geeignet. Bild 1.7 zeigt die Schaltung. Für Lichtschrankenanwendungen wird als Lichtempfänger ein Si-Fototransistor verwendet; für langsam ablaufende Schaltvorgänge (Dämmerungsschalter) eignet sich vorteilhafter ein Fotowiderstand (ähnlich Bild 1.6), weil er weniger temperaturabhängig ist und seine Trägheit in diesen Fällen keine Rolle spielt. Zunächst sei die Anwendung als Dämmerungsschalter (Fotowiderstand statt FT) betrachtet. D 1, S 1 sind dabei nicht vorhanden. Die Wirkungsweise ist einfach: Solange FT ausreichend beleuchtet wird, erhält der Eingang der *A 902* Eingangsstrom (Spannung an Stift 2 größer als U_{eH}). In der *A 902* ist T 7 somit gesperrt, Relais Rel abgefallen. Ein — hier nicht gezeichneter — rel-Kontakt kann Innenraumbeleuchtungen schalten. Sobald FT hochohmiger wird, fällt an Stift 2 die Spannung unter U_{eL}, womit der Trigger schlagartig umschaltet (T 7 durchgesteuert, Rel zieht an). Die Einschaltschwelle läßt sich mit R 1 einstellen. C 1 kann im Prinzip auch noch entfallen, hat aber den Vorteil, den Umschaltvorgang zu verzögern, so daß bei kurzzeitigem Abschatten des FT (durch vorüberfliegende Vögel o. ä.) die Einrichtung nicht sofort reagiert. C 1

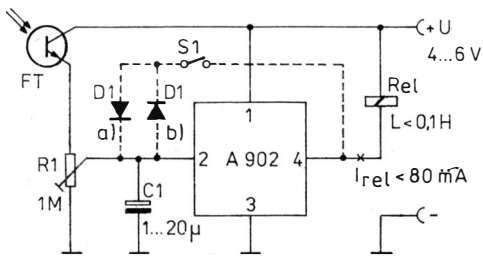


Bild 1.7 *A 902* für Lichtschrankenempfänger und Dämmerungsschalter;
FT — *SP 201, KP 101* o. ä. (auch CdS-Fotowiderstand, dann R1 ≈ 100 kΩ ... 500 kΩ);
C 1 — nach Bedarf, nur für Dämmerungsschalter;
Rel ≙ Us, fällt ab bei Licht auf FT 1
D 1 — Selbsthaltung, vergleiche Text (D 1 — *SAY 12* bis *SAY 32* o. ä.)

wird demgemäß nach Versuch oder Anwendungszweck bemessen und kann eventuell auch größer als 20 μF sein. Falls FT über längere Zuleitung mit dem Gerät verbunden ist, verhindert C 1 das Eindringen von fremden Störspannungen über die FT-Zuleitung. Rel wird je nach gewählter Betriebsspannung Us bemessen.

Für Anwendungen im Kraftfahrzeug ist dieser Dämmerungsschalter allerdings ungünstig, weil seine maximale Betriebsspannung mit 6,0 V noch unter der niedrigsten auftretenden Fahrzeugbordnetzspannung liegt (bei 6-V-Anlagen muß mit $\approx$ 7,5 V gerechnet werden), was eine aufwendige Spannungsstabilisierung erfordern würde (die dann auch wegen der Us-abhängigen Schaltschwellen der *A 902* erforderlich wäre). Hinzu kommt noch die Temperaturabhängigkeit der *A 902* in diesem Einsatzfall. Für Kfz-Parklichtschalter benutzt man dann besser die Schaltung nach Bild 1.8.

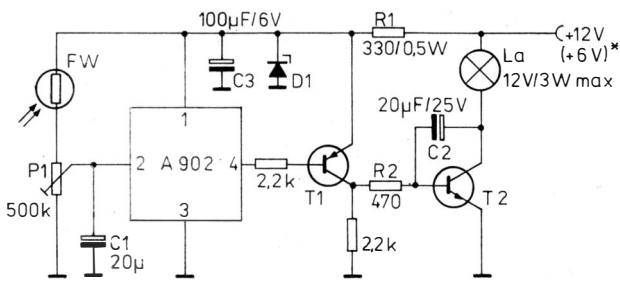
Für Signal-, Sicherungs- und Alarmlichtschranken (Schutzabschalter an Maschinen u. ä.) setzt man die Schaltung nach Bild 1.7 mit Fototransistor ein, da dann meist sehr schnelle Reaktion auf kurze Lichtunterbrechungen gefordert wird, wofür Fotowiderstände u. U. zu träg reagieren.

Rel fällt ab, wenn Lichteinfall auf FT vorhanden ist. In solchen Fällen wird sehr oft eine „Selbsthaltung" gefordert, d. h., das Signal (abgefallenes Relais) soll auch nach Lichtwiederkehr bestehen bleiben. Dafür wird S 1 mit D 1 bei Bedarf vorgesehen. Bei geschlossenem S 1 ist die Selbsthaltung wirksam (das Signal muß dann durch Öffnen von S 1 von Hand rückgestellt werden). Man hat zwei Möglichkeiten: Mit wie bei a geschalteter Diode D 1 bleibt der Zustand „Relais abgefallen" bestehen. Rel ist dabei im Normalfall gezogen (FT abgedunkelt). Sobald FW auch nur sehr kurzzeitig (0,1 ms und weniger genügen) Licht erhält, wird Ausgang 4 der IS positiv. Über Rel, S 1 und D 1 gelangt diese positive Spannung auf den Eingang, so daß dieser Zustand fixiert bleibt — FT ist nunmehr unwirksam. Bei Lichtschrankenanwendungen wird meist der umgekehrte Fall auftreten; Licht auf FT ist ständig vorhanden, Rel abgefallen. Rel soll bei Lichtunterbrechung anziehen und dann gezogen bleiben. Dafür ist D 1 wie bei b gepolt anzuschließen. Dann wird, sobald infolge Abdunkelns von FT die Spannungen an Eingang (2) und Ausgang (4) nahe 0 werden, das Potential des Eingangs über D 1

auf einem Wert unterhalb Ue_L gehalten ($\approx$ 0,8 ... 0,9 V), so daß der Ausgang (4) auf 0 und das Relais gezogen bleibt, auch wenn FT erneut Licht erhält. Auch in diesem Fall genügen dann Lichtunterbrechungen von weniger als 0,1 ms — weit kürzer als die Relaisreaktionszeit — zur sicheren Auslösung.
Rel ist symbolisch zu verstehen. Wird es durch einen Widerstand (etwa 1 kΩ) ersetzt, so kann der Ausgang (4) beliebige Folgebaugruppen ansteuern. C 1 entfällt bei diesen Anwendungen.

1.2.5. Parklichtautomatik für Kraftfahrzeuge

Ein nach Bild 1.7 arbeitender Dämmerungsschalter kann nicht ohne weiteres im Kfz eingesetzt werden, weil das die geringe maximale Betriebsspannung nicht zuläßt. Da außerdem eine Spannungsstabilisierung nicht zu umgehen ist, wird man konsequenterweise auch das Schaltrelais durch einen Schalttransistor ersetzen. Bild 1.8 zeigt eine für Kfz-Parklichtdämmerungsschalter geeignete Schaltung. Eingangsseitig (Fotowiderstand FW, P 1, C 1) entspricht die Schaltung dem zu Bild 1.7 schon Gesagten. R 1, Z-Diode D 1 und C 3 stellen + Us für die *A 902* bereit. Bei Unterschreiten des (mit P 1 einstellbaren) Dämme-



T1: Si-pnp; β >30 (KF 517; KFY 18 o.ä.)
T2: SF 127 C...E (0,6W; β >100)
D1: SZX 21/5,1...5,6 ($U_Z \leq 6$ V)
*) Für 6-V-Anlagen:
La: 6 V 1,8 W max (oder Relais statt La)
R1: 33Ω/3W; C 3 ≥ 500 uF; D1: SZ 600/5,1...5,6 (1W)
übrige Werte unverändert

Bild 1.8 Parklichtautomatik für Kraftfahrzeuge

rungsschwellwerts schaltet Ausgang 4 der *A 902* nach Masse, womit T 1 und T 2 leitend werden. T 2 schaltet die Parkbeleuchtung La ein. Die Schaltung ist für 12-V-Anlagen bemessen. Für 6-V-Anlagen wird R 1, wie in Bild 1.8 angegeben, verringert; die maximal bei La schaltbare Lampenleistung ist dabei ebenfalls geringer (ggf. benutzt man statt T 1, T 2 ein Relais, das dann jedoch mit von C 3 gespeist werden und im Hinblick auf noch sinnvolle R-1-Werte sehr geringen Strombedarf haben müßte).
Erwähnt sei noch C 2, der der Schaltstufe T 2 das Verhalten eines *Miller*-Integrators [4] gibt. Dadurch wird mit der angegebenen Bemessung der Lampenanlaufstrom erheblich reduziert. (La wird langsam binnen einiger 1/10 s „hochgefahren", diese Verzögerung soll mit bloßem Auge noch kaum zu erkennen sein.) Dadurch kann man auf einen hochbelastbaren Leistungstransistor bei T 2 verzichten, für den — nur mit C 2 — dann ein *SF 126* oder (betriebssicherer) *SF 127* ausreicht. Alle Werte (außer La und R 1) gelten auch für die — ungünstige, weil zu sehr geringem R-1-Wert zwingende — 6-V-Variante. FW wird wie üblich hinter der Fahrzeugfrontscheibe mit „Blickrichtung" nach oben angeordnet.

1.2.6. Sensorschalter

Wegen ihres hochohmigen Eingangs eignet sich die *A 902* auch gut als Sensorschalter (kontaktlose, durch den Hautübergangswiderstand der Fingerkuppe betätigte Schalter, wie z. B. bei Fernsehgeräten inzwischen üblich). Bild 1.9 zeigt eine Schaltung dafür. Die zu schaltende Last ist mit R_L lediglich symbolisch angedeutet und kann — unter Einhaltung der Grenzwerte für den IS-Ausgang — beliebiger Art sein. Die relativ große Hysterese der *A 902* ermöglicht ein bistabiles Verhalten (R_L kann sowohl im Ein- als auch im Aus-Zustand verharren). Man legt dazu den Ruhe-Arbeitspunkt des Eingangstransistors der IS in die Mitte des Hysteresebereichs, der deshalb möglichst groß sein soll. Wie aus Bild 1.3 hervorgeht, ist dafür eine hohe Speisespannung zweckmäßig; gewählt wurde Us = 5 V (für stabiles Arbeiten soll dieser Wert auf $\pm$ 0,5 V genau eingehalten werden, ggf. eine einfache Z-Diodenstabilisierung für Us

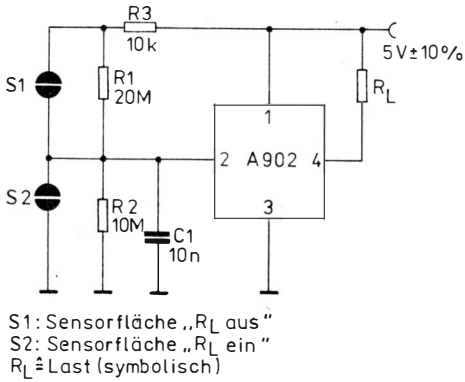


Bild 1.9 *A 902* **als Sensorschalter**

vorsehen). R1 ,R 2 legen Ue an Stift 2 im Ruhezustand auf etwa 1,6 ... 1,7 V fest (vgl. dazu Bild 1.3). Wird nun mit der Fingerkuppe die Sensorfläche S 1 „R_L aus" überbrückt, so steigt die Spannung an Stift 2 über den Wert von Ue_H an, so daß T 7 in der IS sperrt und R_L abschaltet. Nach Loslassen von S 1 bleibt die Eingangsspannung wegen R 1, R 2 größer als Ue_L, so daß der Trigger nicht zurückkippt. Das geschieht erst, wenn man mit Fingerkuppe an S 2 die Spannung über R 2 unter den Wert von Ue_L absenkt. R_L wird dann eingeschaltet. Bei S 1, S 2 genügen Übergangswiderstände von 2 ... 3 MΩ bereits zur Auslösung. C 1 verhindert das Eindringen von Fremdspannungsstörungen (trotzdem sollten alle eingangsseitigen Bauelemente und die *A 902* selbst dicht bei S 1, S 2 angeordnet werden). R 3 verhütet Us-Kurzschluß, falls einmal S 1 und S 2 zugleich mit einem metallischen Gegenstand überbrückt werden.

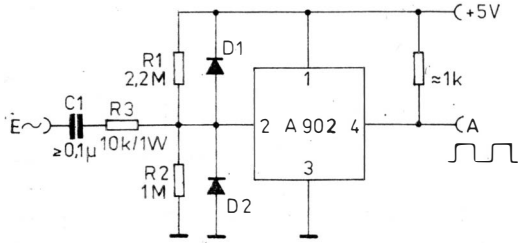
Soll der Sensorschalter monostabil arbeiten, d. h. ähnlich wie eine nichtrastende Drucktaste in einer bestimmten Schaltlage verharren, so kann man R 1, R 2 gegenläufig so abändern, daß Ue (an Stift 2) im Ruhezustand etwas größer als Ue_H oder etwas kleiner als Ue_L ist (s. dazu Bild 1.3); die jeweils nichtbenötigte Sensorfläche S 1 oder S 2 entfällt dann. C 1 entsprechend der Schaltung nach Bild 1.9 hat die Nebenwirkung, daß beim Einschalten von + Us die Schaltung stets den Zustand „R_L ein" (T 7 in *A 902* durchgesteuert) annimmt, da C 1 im Ein-

schaltmoment nicht geladen und somit Ue $<$ Ue_L ist. Wünscht man diesen Effekt nicht, so kann die umgekehrte Einschaltlage erzwungen werden, indem C 1 von Stift 2 nach + Us (1) geschaltet wird. Zwischen + Us und Masse ist dann ein Elektrolytkondensator (etwa 5 ... 10 μF) anzuschließen.

1.2.7. Die *A 902* als Trigger

1.2.7.1. Trigger für Sinus-Rechteck-Umformung

Um eine Sinusspannung in eine frequenzgleiche, flankensteile Rechteckspannung umzuformen, kann die *A 902* in der Triggerschaltung nach Bild 1.10 verwendet werden. Die Funktion bedarf keiner näheren Erläuterung; ausgenutzt wird das interne Triggerverhalten der *A 902*. R 1, R 2 legen — wie schon bei Bild 1.9 beschrieben — den Eingangstransistorarbeitspunkt in die Mitte des Hysteresebereichs. Bei E wird die Sinusspannung zugeführt. Je nach IS-Exemplar kann die maximale Eingangsfrequenz 50 ... 100 kHz betragen. Am Ausgang A läßt sich eine frequenzgleiche Rechteckspannung mit typisch 1 ... 2 μs Flankensteilheit und entsprechend der Speisespannung etwa 5 V Amplitude abgreifen. C 1 hält etwaige der Eingangsspannung überlagerte Gleichspannungsanteile (die den Arbeitspunkt des Trig-



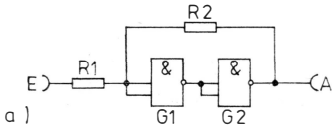
D1, D2: SAY 12...32
$U_{E\,eff}$ = 0,5...100 V (sin.)
$f_{E\,max} \geq 50$ kHz
$f_{E\,min} \hat{=} C1$
(Für $U_{E\,eff} < 4$ V entfallen D1, D2, R3)

Bild 1.10 *A 902* als Rechteckimpulsformer

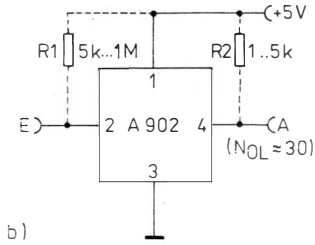
gers stören) zurück; liegt kein Gleichspannungsanteil vor und ist die Eingangsfrequenz sehr niedrig, kann C 1 entfallen. R 3 bewirkt mit D 1, D 2 den — in solchen Anwendungen wichtigen — Überspannungsschutz für den IS-Eingang. Mit der für R 3 angegebenen Bemessung kann U_E maximal 100 V (effektiver Wert) betragen. Der Mindestwert für U_E läßt sich ebenfalls aus Bild 1.3 abschätzen, er beträgt bei optimaler Bemessung des Verhältnisses R 1/R 2 etwa 0,5 V (Effektivwert). Der Eingangswiderstand an E kann näherungsweise mit der Parallelschaltung R 1/R 2 ($\approx$ 700 kΩ) angesetzt werden; mit größeren Werten für R 1, R 2 lassen sich bis etwa 2 ... 3 M stabil realisieren. Diese Schaltung eignet sich beispielsweise als Eingangsteil für TTL-Schaltungen niedriger bis mittlerer Arbeitsfrequenz.

1.2.7.2. Eingangstrigger für TTL-Schaltungen

Innerhalb von TTL-Schaltungen werden hochohmige Triggereingänge sehr häufig benötigt. Der Amateur realisiert sie bisher meist mit Transistorvorstufen ([3] gibt dafür Beispiele). Das gilt sinngemäß auch für Monoflopstufen, Zeitschalter und Impulsgeneratoren für lange Zeiten usw., die sich in TTL-Technik ebenfalls nur mit zusätzlichen Transistoren [3] realisieren lassen. Die *A 902* eignet sich — bis zu Frequenzen um 50 ... 100 kHz — sehr gut als Ausweichlösung für diese Schaltungen. Bild 1.11a zeigt die Zusammenschaltung zweier TTL-Gatter zu einem AND-Glied, dem mit R 1 und R 2 Triggerverhalten gegeben wurde (vgl. in [3]). In allen Fällen, in denen bisher diese oder eine vergleichbare Schaltungskonfiguration (z. B. TTL-Monoflop) benutzt wurde, kann statt dessen die *A 902* in der Schaltung nach Bild 1.11b verwendet werden. Sie verhält sich, wie in Abschnitt 1.1. bereits erläutert, wie ein AND-Glied. Zu einer aus 2 TTL-Standardgattern gebildeten AND-Schaltung bestehen jedoch zwei Unterschiede: Erstens hat die *A 902* — im Sinne der TTL-Technik — einen „offenen Kollektorausgang" etwa wie TTL-Gatter des Typs *D 103* u. ä., was oft vorteilhaft ist, weil damit ausgangsseitige Parallelschaltung mehrerer *A 902* („Wired-OR"-Verschaltung, [3]) möglich wird. Darüber hinaus entspricht die Ausgangsbelastbarkeit der *A 902* einem TTL-Gatter (Leistungsgatter) mit mindestens $N_{OL} \approx 30$ (typisch ≈ 40). Ein



G1, G2: TTL-Standardgatter (D100 o.ä.)



R1 vergl. Text! (5kΩ ≙ N_{IL}=1)
mit R 2: A≙ TTL-Standardausgang (D 100 o.ä.)
ohne R 2: A≙ offenem Kollektorausgang (D 103 o.ä.)

Bild 1.11 *A 902* als Eingangstrigger und Hochohmeingang für TTL-Schaltungen

definierter H-Pegel für den Ausgang kann wie bei TTL-Gattern mit offenem Kollektor mit R 2 (Bild 1.11b) geschaffen werden. Der zweite Unterschied besteht eingangsseitig. Bekanntlich „lesen" offene TTL-Gattereingänge stets H-Pegel. Im Gegensatz dazu „liest" ein offener Eingang (2) der *A 902* L-Pegel (Stift 2 offen ≙ Ausgang A = L). Außerdem ist — wie Bild 1.3 zeigt — $Ue_H > 2{,}5$ V, was nicht exakt dem TTL-Standardeingangspegel ($Ue_H = 2{,}0$ V) entspricht. Beide Mängel lassen sich, falls sie stören, leicht durch Einfügen von R 1 beheben, wobei selbstverständlich der Eingangswiderstand dieses Triggers auf näherungsweise den Wert von R 1 verringert wird (ohne R 1 kann er mit $\approx 15 \ldots 20$ MΩ angesetzt werden). Falls die eingangsseitige Quelle im H-Zustand selbst eine Spannung > 3 V liefern kann (was u. a. für alle TTL-Standard-Gatterausgänge zutrifft, deren Lastfaktor nicht restlos ausenutzt wird), ist R 1 entbehrlich.

1.2.8. Die *A 902* als Monoflop

Für den Betrieb als Monoflop (monostabiler Multivibrator [3], [4]) läßt sich die *A 902* in der Schaltung nach Bild 1.12 verwenden. Monoflops reagieren auf einen eingangsseitigen kurzen Triggerimpuls mit einem einmaligen, zeitlich längeren Ausgangsimpuls; man benötigt sie zur Impulsformung, als Zeitglieder u. ä. Auch in diesem Fall ist die *A 902* wieder wegen ihres hochohmigen Eingangs vorzugsweise dann geeignet, wenn lange Ausgangsimpulszeiten gefordert werden. Ein Nachteil ist die relativ große Abhängigkeit der Impulsdauer von Betriebsspannung und Umgebungstemperatur. Für Amateurzwecke hat das meist keine besondere Bedeutung. D 1 und D 2 in der Schaltung nach Bild 1.12 begrenzen die Eingangsüberspannungsspitzen, falls Eingang E von systemfremden Quellen angesteuert wird. C 2, R 2 und R 3 sind fest vorgegeben. R 5 kann bedarfsweise vorgesehen werden, wenn mit Rücksicht auf die triggernde Quelle bei E definierter H-Pegel vorhanden sein muß, oder — falls die Quelle keinen definierten ohmschen Quellenwiderstand aufweist — um die Umladung von C 2 zu ermöglichen. R 4 bewirkt

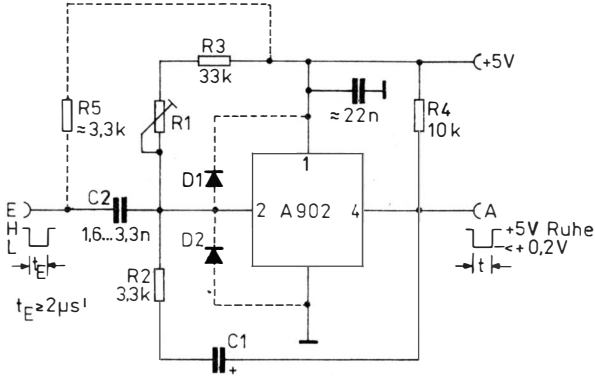


Bild 1.12 *A 902* als Monoflop. Dimensionierung siehe im Text

definierten H-Pegel am Ausgang im Ruhezustand. Im instabilen Zustand tritt an A die angezeichnete Impulsform auf. Die zeitbestimmenden Glieder sind R 1, C 1. Die Mindestimpulsdauer beträgt 3 ... 10 μs (bedingt durch das Eingangsdifferenzierglied C 2, R 2), die Maximalzeit für t kann — mit R 1 = maximal 10 MΩ — im Minutenbereich liegen (für C 1 dann reststromarme Elektrolytkondensatoren einsetzen). t ergibt sich aus der im Bild mit angegebenen Näherungsgleichung (gültig für Us = 5 V; abhängig von Us). Wenn C 1 $\geq$ 0,1 μF, sollte in jedem Fall D 2 vorgesehen werden. R 4 kann auch in diesem Fall z. B. durch Relais o. ä. ersetzt werden. Ausgelöst wird der Monoflop mit negativem Spannungssprung an Eingang E (Mindestspannung etwa 2 V); der Auslöseimpuls muß wenigstens 2 μs breit sein. Höhere Werte von t_E beeinträchtigen die Funktionsweise nicht, weil C 2 den Triggerimpuls differenziert. Wird R 5 vorgesehen, so kann bei E mit einem Kontakt (Handtaste o. ä.) gegen Masse ausgelöst werden. Falls bei E mit Spannungen von mehr als 4 ... 5 V zu rechnen ist, läßt sich zusätzlich zu D 1, D 2 noch der Eingangsstrom mit Vorwiderstand vor E begrenzen (wie R 3 in der Schaltung nach Bild 1.10).

Die Wirkungsweise: Im Ruhezustand ist der IS-Eingang (2) über R 1 im H-Zustand, somit A = H. Der Triggerimpuls an E bewirkt über C 2 kurzzeitig Sperren des IS-Eingangstransistors (L-Pegel), womit A = L wird. Der negative Spannungssprung an A wird über R 2, C 1 auf den Eingang übertragen, so daß die IS zunächst im Zustand (2) = L, A = L verharrt. C 1 lädt sich jetzt über (4) A, C 1, R 2, R 1, R 3 um, und sobald dabei die Spannung an (2) wieder den Wert Ue_H erreicht hat, schaltet der Trigger nach A = H zurück. C 1 wird dabei über R 2 und die Eingangstransistoren der IS sehr schnell wieder mit der angezeichneten Polarität geladen, die Wiederbereitschaftszeit t_w bis zur nächsten Auslösung ist also relativ kurz und läßt sich näherungsweise nach $t_w \approx 2 \ldots 3 \cdot C\,1 \cdot (R\,2 + R4 + 2{,}5\,k\Omega)$ bestimmen. Im allgemeinen ist $t_w < t$.

1.2.9. Die *A 902* als astabiler Multivibrator (Schwingungsgenerator)

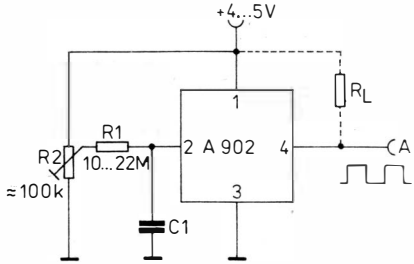
Multivibratoren lassen sich mit der *A 902* auf unterschiedliche Weise realisieren. Entsprechend ihren Daten ist die *A 902* dabei

vorzugsweise im NF-Gebiet (kHz-Bereich) und für Taktgeber (z. B. Blinktaktgeber, Sekundenbereich) zweckmäßig. Zunächst sollen zwei Grundschaltungen für allgemeine Anwendungen vorgestellt werden.

Der unterschiedliche Eingangswiderstand in beiden Schaltzuständen, wie er insbesondere für *Schmitt*-Trigger typisch ist, wird bei der einfachen Schwingschaltung nach Bild 1.13a ausgenutzt. Ihre Bemessung hängt jedoch so weitgehend von den IS-Exemplardaten (und den Betriebsdaten, insbesondere Speisespannung) ab, daß diese Schaltung vom Amateur nach Versuch dimensioniert werden muß. R 1 ist exemplarabhängig mit 10 ... 22 MΩ vorgegeben, C 1 liegt für Frequenzen im NF-Hörbereich bei 1 ... 10 nF nach Versuch. Mit R 2, dessen Einstellwert kritisch ist, wird auf sicheren Schwingungseinsatz abgeglichen. Das ist der Fall, wenn einerseits der über R 1 in den Eingang fließende Strom nicht mehr zur vollen Öffnung der internen IS-Transistoren T 1, T 2 (Bild 1.1) ausreicht, andererseits aber — wenn T 1, T 2 im L-Zustand gesperrt sind — C 1 bis $\geq U_{e_H}$ nachladen kann. Sobald T 1, T 2 danach wieder öffnen, liefert C 1 den dazu notwendigen Strom teilweise und wird dabei wieder bis U_{e_L} entladen.

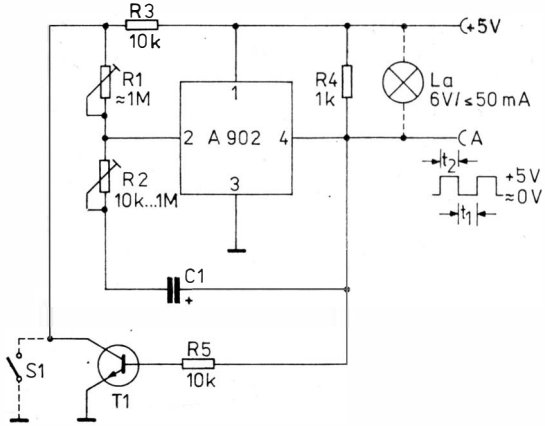
Die Schaltung ist insgesamt wenig frequenzstabil und muß von Fall zu Fall nach Versuch bemessen werden, sie besticht aber durch ihre Einfachheit und genügt für Signaltonzwecke. Am Ausgang A steht die NF-Schwingung als Rechteckspannung zur Verfügung; der symbolisch angedeutete Lastwiderstand R_L kann im einfachsten Fall ein Ohrhörer o. ä. ($R > 200\,\Omega$) sein. Bei stabilisierter Betriebsspannung — die vielleicht schon vorhanden ist — kann diese Schaltung bereits als einfacher Signaltongenerator ausreichend sein. Umgebungstemperaturänderungen machen sich jedoch auch dann noch als Tonhöhenänderungen bemerkbar.

Eine universelle, betriebszuverlässige Schaltung läßt sich, mit allerdings höherem Bauelementeaufwand (der dem von diskret aufgebauten vergleichbaren Transistorschaltungen nahekommt), nach Bild 1.13b verwirklichen. Ihr Vorteil sind die gut zu realisierenden langen Zeiten mit verhältnismäßig kleinen C-Werten (Taktgeberanwendungen), wozu — exemplarabhängig zu erproben — eventuell R 1, R 2 auch > 1 MΩ sein dürfen. Die in Bild 1.13b angegebenen Richtwerte gelten für das Beispiel



R1 ≙ IS-Exemplar
C1 ≙ Frequenz (NF-Bereich: 1...10 nF)

a)



T1: Si-npn-Typ beliebig; $\beta > 25$
C1: 1 nF...100 µF
(≙ t1+t2; nach Bedarf)
R1 ≙ t1 (La ein)
R2 ≙ t2 (La aus)
S1 geschlossen: Stop in Phase t1 (Ua ≈ 0; La ein)

b)

Bild 1.13 NF-Schwingschaltung; a — Einfache NF-Schwingschaltung mit *A 902*, b — Universell verwendbare NF-Schwingschaltung. Geeignet als Tongenerator, Impulsgeber und Langzeittaktgeber

eines Blinklichtgebers mit (symbolisch oder real einsetzbarer) Lampe La (maximaler Nennstrom 50 mA. Günstigere Lösung: Leuchtdiode in Serie mit R 4 = 220 Ω). Andernfalls ist statt La R 4 vorzusehen, an A kann dann die Schwingung abgenommen werden. C 1 wird (nach Versuch, da relativ stark IS-exemplarabhängig) entsprechend der gewünschten Frequenz bemessen; gut zu realisieren sind Frequenzen zwischen 10 kHz und einigen hundert Sekunden. C 1 hat Einfluß auf Pausenlänge t 1 und Pulslänge t 2; nach Grobfestlegung der Frequenz mit C 1 können t 1 und t 2 (z. B. Hell- und Dunkelzeit einer Lampe) in relativ weiten Grenzen getrennt mit R 1 bzw. R 2 abgeglichen werden. Mit R 4 statt La läßt sich die Schaltung auch sehr gut als Langzeittaktgeber in TTL-Schaltungen anwenden. Zur Wirkungsweise: Bei A = L ist T 1 gesperrt, und C 1 lädt sich über R 3, R 1, R 2, C 1 sowie A (4) bis zum Wert Ue_H der IS (2) auf. In diesem Moment schaltet die IS nach A = H um; der positive Spannungssprung an A bewirkt Öffnen von T 1 über R 5, womit der Punkt R 3/R 1 an Masse liegt und R 1 von $+ U_S$ abgeschaltet wird. Der IS-Eingang (2) bleibt nun nur durch den Ladestrom von C 1 über R 2 geöffnet und führt nach beendeter C-1-Ladung keinen Strom mehr. Damit schaltet die IS wieder nach A = L; C 1 wird umgepolt (Pluspol über IS-Ausgang an Masse) und sperrt mit seiner negativen Ladung über R 2 den IS-Eingang. Zugleich schließt mit A = L auch T 1 wieder, so daß R 1 erneut Spannung erhält. Über R 1 wird nunmehr C 1 entladen und bis zum Wert Ue_H der IS umgeladen, wonach der Kippvorgang erneut beginnt. Diese Schaltung ist vergleichsweise gut frequenzstabil und sehr betriebssicher. Sie kann durch Kurzschließen des T-1-Kollektors (Schalter S 1 oder parallelgeschaltetem Hilfstransistor) im Zustand A = L ($U_A \approx 0$) gestoppt werden und schwingt bei geöffnetem S 1 zuverlässig wieder an. Mit R 1 und R 2 läßt sich das Tastverhältnis t 1/t 2 zwischen etwa 30:1 ... 1:1 ... 1:30 einstellen.

1.2.9.1. Die *A 902* als NF-Generator

Die Schaltung nach Bild 1.13b erfordert einen relativ großen Bauelementeaufwand (Hilfstransistor T 1). Einfacher und für NF-Signaltonzwecke gut geeignet ist die Schaltung nach Bild

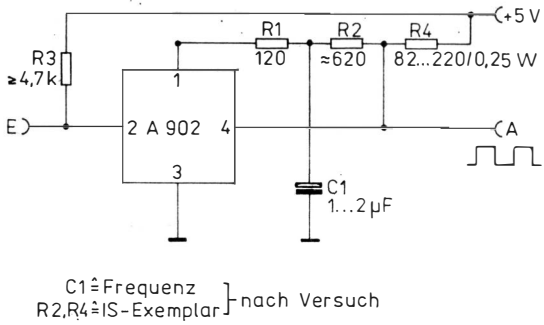


Bild 1.14 Spezielle NF-Schwingschaltung für die *A 902*

1.14, die sich allerdings nur wenig variieren läßt. Sie kann in dieser Form auch zum Ansteuern von TTL-Schaltkreiseingängen verwendet werden. Ihr Kennzeichen ist, daß Eingang E (Stift 2 der IS) für die Schwingschaltung nicht benötigt wird und daher für Steuerungszwecke frei verfügbar bleibt. Entsprechend Bild 1.14 reagiert die Schaltung — TTL-Schaltsignal an E — mit Tonerzeugung (Schwingung an A), wenn E = L-Pegel; E = H-Pegel bewirkt Aussetzen der Schwingung, wobei Ausgang A auf H-Pegel bleibt. Falls man die Steuerung nicht benötigt, entfällt R 3, und Stift 2 bleibt offen oder wird an Masse gelegt. Am Ausgang A steht eine Rechteckschwingung zur Verfügung, der Ausgangslastfaktor N_{OL} an A (für TTL-Zusammenschaltung) beträgt jedoch nur $N_{OL} \approx 2$ . . . 3. R 2, R 4 sind exemplarabhängig und müssen eventuell auf günstigstes Schwingverhalten erprobt werden. Mit C 1 wird abschließend die gewünschte Tonhöhe festgelegt. Zur Wirkungsweise: Angenommen sei, daß T 7 der IS (Bild 1.1) sperrt; A = H. Über R 4, R 2 lädt sich C 1. Da Eingang E ständig keinen Strom hat (Schwingbedingung), geht A = L (T 7 wird leitend), sobald die dafür notwendige Betriebsspannung der IS an C 1 erreicht ist. Dadurch wird R 4 an Masse gelegt, und C 1 entlädt sich über R 2 und R 1, womit die Betriebsspannung Us der IS (Stift 1) wieder absinkt. Es kommt daher bald wieder zur Sperrung von T 7, womit sich C 1 erneut aufladen kann usw. Die Rückkopplung erfolgt also über die Betriebsspannung der IS. Die Eingangstransistoren (T 1, T 2, in Bild 1.1) sind daran nicht beteiligt, kön-

nen aber über E zum ständigen Sperren von T 7 (womit die Schwingung aussetzt) benutzt werden. Damit ergeben sich besonders einfache Schaltungskombinationen.
Zwischen E und Masse kann ein Schaltkontakt (z.B. Morsetaste) gelegt werden; hierfür ist R3 erforderlich. Statt R4 kann man z.B. einen Kopfhörer anschließen.

2. Die integrierte Schaltung *A 301 D*

2.1. Zweckbestimmung und prinzipielle Funktion

Die IS *A 301 D* ist ein für Schalt- und Kontrollzwecke bestimmter „Initiatorschaltkreis" (Initiator = Auslöser) für kontakt- und berührungsloses Auslösen von Schaltvorgängen auf elektromagnetischem Wege. Über diesen primären Zweck hinaus läßt sich die IS *A 301* jedoch wegen der in ihr enthaltenen Verstärker-, Trigger- und Leistungsschaltstufen sowie der internen Speisespannungsstabilisierung noch für viele andere Zwecke sehr vorteilhaft einsetzen, für die sie ursprünglich nicht vorgesehen wurde. Bild 2.1 zeigt den Übersichtsschaltplan der inneren Funktionsgruppen der *A 301*. Zunächst ist ein Verstärker vorhanden, der über Eingänge (3, 2) und gegenphasige Ausgänge (4, 5) verfügt und über diese Anschlüsse, außen mit einem Schwingkreis Ls, Cs nebst Rückkopplungswiderstand Rm beschaltet, als Oszillator arbeiten kann (Frequenzbereich etwa 1 kHz bis 2 MHz). Das wird später gesondert erläutert. Der Verstärker kann jedoch auch als empfindlicher Eingangsverstärker für Gleichspannungssignale betrieben werden. Ihm folgt ausgangsseitig ein Trigger (Schwellwertschalter), der auf das Verstärkerausgangssignal (vorhanden oder nicht vorhanden) mit schlagartigem Umschalten reagiert. Das Zeitverhalten des Triggers kann (z. B. zum Unterdrücken der Oszillatoreigenfrequenz) mit einem externen Kondensator C 12 beeinflußt werden; über Anschluß 12 läßt sich außerdem der Triggereingang — ohne Vorverstärker — direkt ansteuern. Dem Trigger folgen die Ausgangsleistungsschaltstufen, deren offene Kollektorausgänge Q (6) und $\overline{Q}$ (10) stets zueinander im Gegentakt schalten. Das ist für viele Zwecke besonders wertvoll. Um die — für die betriebssichere Funktion entscheidenden — Kennwerte der genannten Stufen (Verstärkungsgrad, Schwingverhalten bei Oszillatorbetrieb, Eingangs- und Triggerschwellwerte) stets konstant zu halten, enthält die *A 301* für diese Stufen eine innere Speisespannungsstabilisierung, die einmal die schaltkreisbedingten Temperatureinflüsse weitgehend kompensiert, vor allem aber

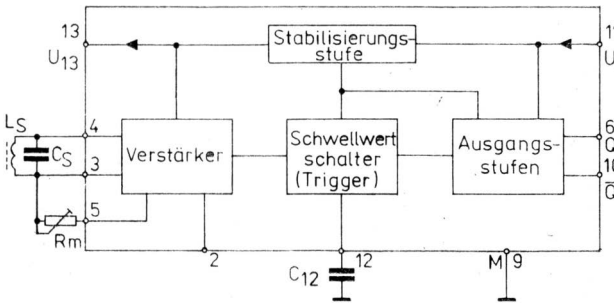


Bild 2.1 Übersichtsschaltplan der Funktionsgruppen der *A 301*

die der IS zugeführte Betriebsspannung Us sehr genau stabilisiert. Die konstante, die Eingangs- und Triggerstufen speisende interne Betriebsspannung läßt sich außerdem für äußere Zwecke mit verwenden und wird dazu an Stift 13 als Spannung U_{13} herausgeführt. Damit ist es ohne Zusatzaufwand möglich, äußere Bauelemente, deren Betriebsparameter auf Schaltschwellen u. ä. Einfluß haben (z. B. Fototransistor) oder Ladespannungen für zeitbestimmende Glieder usw. von dieser stabilisierten Spannung mit zu betreiben. Die der IS bei (11) zuzuführende Betriebsspannung Us wird dadurch vollständig unkritisch und braucht in keinem Fall mehr stabilisiert zu werden, womit gerade für den Amateur ein Großteil des sonst fast immer notwendigen „versteckten" Bauelementeaufwands zur Stromversorgung entfallen kann. Die in der Standardanwendung mit Ls, Cs, Rm vorgesehene Oszillatorschaltung bleibt z. B. selbst bei kritischer Einstellung innerhalb eines Us-Bereichs von 4,75 ... 27 V unverändert stabil.

In der Normalanwendung arbeitet die *A 301* als induktiver Annäherungsschalter, wobei die Schwingkreisspule Ls das Fühlerorgan und zu diesem Zweck mit offenem Kern oder als Luftspule ausgeführt ist. Rm wird einmalig so eingestellt, daß der Oszillator gerade anschwingt (späterer Nachgleich von Rm ist wegen der vorzüglichen internen Stabilisierung überflüssig). Wird der Spule Ls jetzt ein elektrisch leitendes Objekt (beliebiges Metall) angenähert, so bedämpft dieses Metall den Schwingkreis, womit der Oszillator „abreißt", die HF-Schwin-

gungen setzen aus. Nichtschwingender Oszillator ist also da Kriterium für ein der Spule Ls genähertes Metallobjekt. Bei entferntem Objekt schwingt der Oszillator wieder an. Durch entsprechende Gestaltung von Ls und Wahl geeigneter Schwingfrequenzen (Ls, Cs) sind unterschiedlichste Anwendungsmöglichkeiten gegeben, wie später noch gezeigt wird. Der Verstärker liefert je nach Schwingzustand entweder die Oszillatorfrequenz oder kein Signal an den Schwellwertschalter. Dieser wertet dieses Signal nach den Zuständen „Oszillator schwingt" oder „schwingt nicht" aus und betätigt entsprechend diesen beiden Kriterien die Ausgangsschaltstufen. Bei schwingendem Oszillator (kein Metall im Bereich von Ls) ist Ausgang Q eingeschaltet (L-Pegel) und Ausgang $\overline{Q}$ ausgeschaltet (H-Pegel). Bei aussetzendem Oszillator (Metall in Nähe von Ls) kehren sich die Verhältnisse an Q und $\overline{Q}$ um.

In anderen Anwendungen (ohne Oszillatorbetrieb) kann dem Verstärkereingang über einen seiner Eingänge auch ein statisches Signal (Fotodiodenstrom als Beispiel) zugeführt werden, das in den nachfolgenden Stufen ebenso ausgewertet wird. Zunächst soll die prinzipielle Funktion des Oszillators (für die Normalanwendung als Annäherungsschalter) betrachtet werden. Dafür zeigt Bild 2.2 den Oszillator- und Verstärkerteil als Auszug. Eine dem Eingang E 1 (Stift 3) zugeführte Spannung wird verstärkt und erscheint am Ausgang A 2 (5) gleichphasig, am Ausgang A 1 (4) dagegen mit 180° Phasendrehung. Wird von

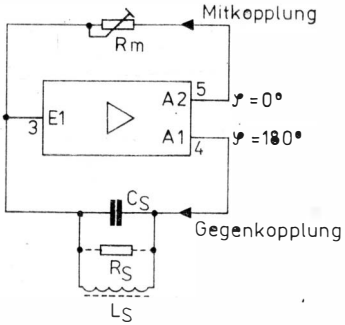


Bild 2.2 Zur Funktionserläuterung des Oszillatorteils

A 2 auf E 1 rückgekoppelt (über Rm), so besteht demzufolge eine Mitkopplung — der Verstärker beginnt zu schwingen. Diese Schwingung kann geschwächt oder ganz aufgehoben werden, indem man vom Ausgang A 1 eine Gegenkopplung (hier über Ls, Cs mit dem Schwingkreisresonanzwiderstand Rs) zu E 1 führt. Nimmt man an, daß $U_{A1} = U_{A2}$, dann wird die Spannung an E 1 zu 0, sobald Rm = Rs. Rs erreicht für die Resonanzfrequenz (Ls, Cs) sein Maximum, beiderseits der mit Ls, Cs festgelegten Resonanzfrequenz ist also die Gegenkopplung stärker. Wird jetzt Rm verringert, so beginnt der Verstärker mit der von Ls, Cs vorgegebenen Frequenz zu schwingen. Legt man Rm nicht kleiner aus, als zum Anschwingen notwendig, so genügt bei schwingendem Oszillator bereits eine kleine Reduzierung von Rs, um die Gegenkopplung so weit zu erhöhen, daß die Schwingung wieder aussetzt. Rs ist der Resonanzwiderstand des Schwingkreises (also nicht als direktes Bauelement vorhanden). Damit ist Rs unmittelbar eine Funktion der Schwingkreisgüte. Beim Bedämpfen von Ls durch Annähern eines elektrisch leitenden Objekts (in dem Ls Wirbelströme induziert) verringert sich die Schwingkreisgüte — Rs wird kleiner. Damit ergibt sich eine größere Gegenkopplung — die Schwingungen setzen aus. Bei Entfernen des Objekts wird Rs wieder größer, womit die Schwingungen (angestoßen durch das stets vorhandene minimale „Stromrauschen" im Halbleiter) wieder einsetzen. Diese vereinfachte Funktionserläuterung genügt bereits, um dem Anwender der *A 301* die notwendigen Zusammenhänge (u. a. zwischen dem Wert von Rm, seinem Einfluß und Zusammenhang mit den Eigenschaften des Schwingkreises) zu zeigen. Eine sehr eingehende Funktionserläuterung des Oszillators und aller anderen Funktionsgruppen der *A 301* findet der Leser in [5]. [6] bringt Anwendungsbeispiele für die *A 301*, in [7] sind in Kurzform nochmals die wichtigsten Daten und Anwendungshinweise zusammengefaßt.

Wie aus Bild 2.2 leicht abzuschätzen, läßt sich diese Schaltung nur bei guter Kompensation der Halbleitertemperatureinflüsse und sehr konstanter Verstärkung (d. h. konstanter Speisespannung) zuverlässig betreiben. Beide Bedingungen erfüllt die in der *A 301* mit enthaltene Stabilisierung optimal, so daß diese Anordnung „nach außen hin" diesbezüglich unkritisch und — verglichen mit dem Amateur bisher geläufigen Anordnun-

gen mit diskreten Halbleitern — ungewöhnlich stabil und zuverlässig ist. Ein weiterer Vorteil der gewählten Oszillatorschaltung ergibt sich für den Anwender dadurch, daß der Schwingkreis keine besonders hohen Güteanforderungen zu erfüllen hat und die Spule ein einfach zu wickelndes Bauelement (ohne Anzapfungen) darstellt. Rm ist unmittelbarer Bestandteil des Oszillators und bestimmt mit seinem Wert (abhängig von Rs und damit von den Schwingkreiseigenschaften im jeweiligen Anwendungsfall) die Ansprechempfindlichkeit der Anordnung. In Bild 2.2 nicht gezeichnet wurde der Signalausgang zum nachfolgenden Trigger, der die Kriterien „Oszillator schwingt" oder „schwingt nicht" auswertet (Bild 2.1).

2.2. Kenndaten und Innenschaltung

Bild 2.3 zeigt die vollständige Innenschaltung der *A 301*, Bild 2.4 die Anschlußlage des im üblichen 14poligen DIL-Plastgehäuse montierten Schaltkreises. Die Innenschaltung kann nur soweit erläutert werden, wie das für den Anwender zum Verständnis der prinzipiellen Funktion und zum Abschätzen der Anwendungsmöglichkeiten notwendig ist. Eine eingehende und sehr instruktive Behandlung findet der Leser in [5].

Der Eingangsverstärker, den man im Normalfall als Oszillator betreibt (s. Bild 2.1 und Bild 2.2), wird durch T 5, T 6, T 7 gebildet, siehe dazu Anschluß-Bezeichnungen in Bild 2.2. Eingang E 1 (Basis T 5) ist bei Oszillatorbetrieb über Ls niederohmig mit A 1 verbunden (der Schwingkreis muß also ohmschen Durchgang haben). T 5 ist die eigentliche Verstärkerstufe, T 6 bildet einen Emitterfolger, der für A 1 niedrige Ausgangsimpedanz ergibt. An A 1 erscheint daher die bei E 1 anliegende Spannung gegenphasig (Wirkung von T 5). Gleichzeitig steht am Kollektor T 6 die Spannung, hier um nochmals 180° gedreht und damit gleichphasig zu E 1, zur Verfügung. Es folgt mit T 7 ein weiterer Impedanzwandler, der den Mitkopplungsausgang A 2 speist. Zur Abschätzung der statischen Verhältnisse (insbesondere bei „zweckentfremdetem" Betrieb ohne Schwingkreis) sind in Bild 2.3 einige der wichtigsten Widerstands-, Spannungs- und Stromwerte mit eingetragen. Im Oszillatorbetrieb ist die Basis T 5 über Ls niederohmig mit A 1

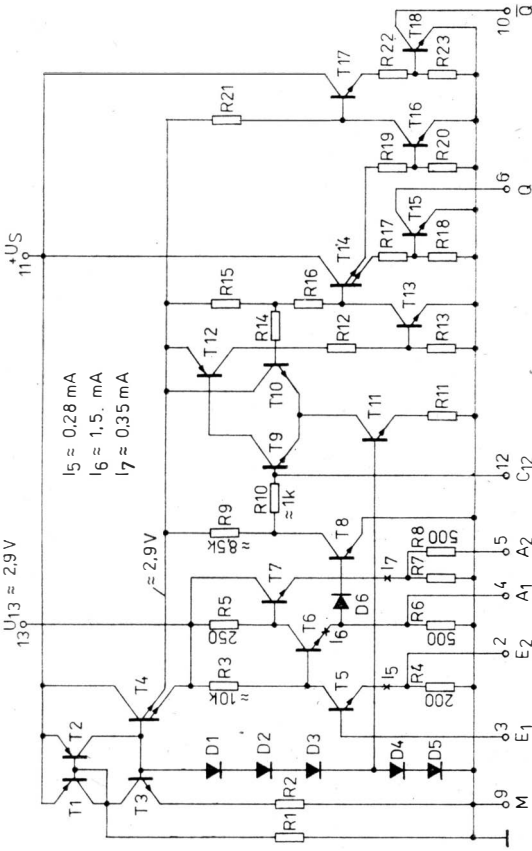
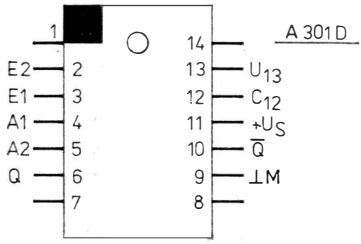


Bild 2.3 Gesamtimmenschaltung der *A 301*

verbunden, womit sich automatisch für alle Stufen die vorgesehenen Arbeitspunkte selbst einstellen [5], z. B. $U_{E1} \approx 0{,}7\ V = U_{A1}$; $U_{A2} \approx 1{,}75\ V$. Am Emitter von T 6 wird ferner über D 6 das Schaltkriterium für den nachfolgenden Trigger (der mit T 9, Stift 12 beginnt) abgenommen. Die Schwellenspannung von D 6 zuzüglich Basisschwellenspannung von T 8 beträgt 1,2 ... 1,3 V. Da am Emitter T 6 (A1) nur $\approx 0{,}7$ V vorhanden sind, bleiben D 6 und T 8 zunächst gesperrt. Über R 9, R 10 wird der Triggereingang T 9 (Stift 12 = H) angesteuert. Wenn



Stifte 1;7;8;14 nicht belegt

Bild 2.4 Anschlußlage der *A 301 D*

der Oszillator schwingt, so pendelt die Spannung (Spitzenwert der Schwingspannung) an A 1 zwischen 0 ... $(2 \cdot 0{,}7) \approx 1{,}4$ V. Bei etwa 1,2 V öffnen D 6 und T 8, d. h., bei schwingendem Oszillator wird T 8 jeweils kurzzeitig von den Scheitelwerten der HF-Schwingung aufgetastet. Sein Kollektor schließt den Punkt R 9, R 10 periodisch gegen Masse kurz, womit die Spannung an Stift 12 — sofern dort kein Kondensator angeschlossen ist — im Takt der HF-Schwingung kurzzeitig nach Massepotential absinkt, d. h., an (12) erscheint eine Impulsfolge mit der Oszillatorfrequenz.

An (12) liegt im Normalfall ein Integrationskondensator C 12 (z. T. auch mit Ci bezeichnet) nach Masse. Wenn der Oszillator nicht schwingt (T 8 gesperrt), lädt sich C 12 über R 9, R 10 auf einen Wert entsprechend U_{eH} des Triggers (T 9) — etwa 2,7 V, also nur wenig unter dem Wert der internen stabilisierten Spannung ($U_{13} \approx 2{,}9$ V) — auf. T 9 öffnet dabei. Sobald der Oszillator schwingt, öffnet periodisch kurz T 8. Dabei wird der extern angeschlossene C 12 (s. auch Bild 2.1) über R 10 relativ schnell entladen, während der nachfolgenden Sperrphase des T 8 aber über R 9 + R 10 wesentlich langsamer wieder nachgeladen (man vergleiche die Wertangaben für R 9, R 10 in Bild 2.3). Die mittlere Spannung an C 12 sinkt daher erheblich ab, wobei die untere Triggerschwelle für T 9 (etwa 1,6 V) unterschritten wird — T 9 sperrt. Das ist das Kriterium für schwingenden Oszillator.

Der Trigger (T 9) läßt sich auch auf andere Weise betätigen Läßt man den Schwingkreis weg, so steht mit E 1 (Stift 3)

ein offener Basiseingang der Verstärkerstufe T 5 zur Verfügung, der mit Gleichstrom angesteuert werden kann. Wird T 5 durch einen über E 1 zugeführten Strom geöffnet, so sperren T 6 ($U_{A1} \approx 0$) und somit auch D 6, T 8. Über R 9, R 10 ist der Trigger jetzt ständig angesteuert, kann aber bei Bedarf über Anschluß 12 durch Absenken der Spannung (z. B. Masseverbindung) umgeschaltet werden. Das gleiche ist der Fall, wenn T 5 sperrt (keine Ansteuerung über E 1). Über R 3 wird jetzt T 6 voll geöffnet, für U_{A1} ergibt sich 1,4 ... 1,6 V, D 6, T 8 öffnen somit, Punkt R 9/R 10 liegt auf 0 und der Triggereingangstransistor T 9 sperrt. U_{C12} wird hierbei ≈ 0. Die damit gegebenen zwei Eingangspunkte für statische Betriebsweisen ermöglichen zahlreiche zusätzliche Anwendungen, wie spätere Beispiele belegen.

Der Trigger (Schwellwertschalter in Bild 2.1) besteht aus T 9, T 10, T 12, T 13. Sobald T 9 durchsteuert, öffnen mit ihm T 12 und T 13. Dadurch sinkt die Spannung am Verbindungspunkt R 14/R 15/R 16 erheblich ab, womit sich die Basisspannung T 10 verringert. T 9, T 10 bilden einen Differenzverstärker. T 9 öffnet (T 10 schließt) wegen des gemeinsamen Emitterwiderstands R 11 und Konstantstromquelle T 11 (die einen hohen scheinbaren Emitterwiderstand bewirkt; die Basisspannung T 11 wird von D 4, D 5 stabilisiert) stets, wenn die Spannung an der Basis T 9 größer als die Basisspannung an T 10 ist. Sobald T 9 öffnet, sinkt wie erläutert die Basisspannung an T 10 ab. Diese niedrigere Spannung muß an der Basis T 9 wieder unterschritten werden (untere Schwellspannung Ue_L des Triggers) bevor T 9 schließen kann. Sobald T 9 schließt, sperrt auch T 12, T 13, womit die Basisspannung T 10 wieder ansteigt und den oberen Triggerschwellwert (Ue_H) festlegt, der an der Basis T 9 überschritten werden muß, bevor T 9 wieder öffnet. Durch diese Anordnung wird ein schlagartiges Umschalten des Triggers auch dann erreicht, wenn sich die Spannung an C 12 nur langsam ändert. Außerdem wird eine relativ große Hysterese ($U_{hys} \approx$ 1 V) erreicht, die restliche, von der Oszillatorfrequenz herrührende Spannungsschwankungen an C 12 unterdrückt.

Es sei erwähnt, daß der Eingangsverstärker (T 5 ... T 8) zunächst nicht als Trigger, sondern in gewissen Grenzen als Analogverstärker arbeitet (abgesehen von T 8), weshalb die Ausgangsspannungen an A 1 und A 2 durchaus der Eingangsspannung

bei statischem Betrieb „schleichend" folgen können. Das ist im allgemeinen nicht störend, weil hinter T 8 ohnehin der beschriebene Trigger folgt. Man kann aber auch den Eingangsverstärker selbst zusätzlich zum *Schmitt*-Trigger erweitern, indem extern zwischen A 1 (4) und E 2 (2) ein Widerstand (Wert $\approx$ 1 kΩ) angeschlossen wird. Dann arbeiten T 5, T 6 als *Schmitt*-Trigger [4] mit R 4 als gemeinsamem Emitterwiderstand. In diesem Fall weisen bereits die Ausgänge A 1 und A 2 Schaltverhalten (schlagartige Umschaltung) auf. Auf Anwendungsmöglichkeiten dafür wird später eingegangen.

Der Trigger endet mit T 13. Ist $U_{C12} \approx 0$, so sperren T 9 und T 13. Über R 15, R 16 wird jetzt T 14 geöffnet (Eingangstransistor des Ausgangsschaltverstärkers), seine Emitter steuern über R 17 den Lastschalttransistor T 15 [Ausgang Q (6)] und über R 19 die Umkehrstufe (Inverter) T 16 an, die ihrerseits den zweiten Ausgang (T 17, T 18, zuvor über R 21, R 22 geöffnet) sperrt. Wegen T 16 arbeiten daher beide Ausgänge Q, $\overline{Q}$ zueinander im Gegentakt. Da T 14, T 17 nur als Schalter arbeiten, ist für sie keine stabilisierte Betriebsspannung notwendig; beide werden deshalb direkt von + Us (11) gespeist. Für die übrigen Funktionsstufen ist die interne Speisespannung auf $\approx$ 2,9 V ($= U_{13}$) festgelegt und stabilisiert. Die Stabilisierung erfolgt mit T 1 ... T 4 und D 1 ... D 5. Nachstehend einige Bemerkungen zu ihrer Funktion. Beim Anlegen von + Us werden zunächst T 1, T 2 über R 1 geöffnet (R 1 ist ein sehr hochohmiger „Anlaufwiderstand", der auf die spätere Stabilisierung keinen Einfluß mehr nimmt). T 2 bildet eine Konstantstromquelle mit dem als Referenzdiode geschalteten T 1. Der von T 2 gelieferte konstante Kollektorstrom bewirkt an D 1 ... D 5 einen konstanten Spannungsabfall, womit an Basis T 3 konstante Spannung steht. Sie beträgt entsprechend der Summe der Schwellenspannungen von D 1 ... D 5 etwa 3,5 V. Da sich dazu noch die Kollektor-Emitter-Spannung T 2 addiert, ist somit der Mindestwert für + Us mit etwa 4,7 V vorgegeben. Die konstante Basisspannung an T 3 erzeugt wegen R 2 einen konstanten Kollektorstrom für T 3 (T 3 bildet also eine weitere Konstantstromquelle mit R 2 und D 1 ... D 5), der seinerseits T 1, T 2 jetzt mit konstantem Basisstrom versorgt. T 2, T 3 stabilisieren sich somit gegenseitig, womit eine sehr gute Spannungskonstanz an den Basen T 3, T 4 auch bei stark schwankender

Betriebsspannung + Us ererichт wird. Die Emitterspannungen von T 4 — dem „Längsregeltransistor" für die gesamte interne Stromversorgung — sind demzufolge ebenfalls sehr konstant, soweit das Us-Schwankungen betrifft. Durch entsprechendes Bemessen aller Stufen — worauf nicht näher eingegangen werden soll — wird erreicht, daß die intern stabilisierte, über U_{13} (Stift 13) auch außen abgreifbare Spannung gleichzeitig die Kompensation interne Temperatur- u. a. Einflüsse übernimmt (Zweck der Stabilisierung ist nicht konstanter Wert für U_{13}, sondern konstantbleibendes Betriebsverhalten des Oszillators). Wie die später gezeigten Kennlinien ausweisen, stellt U_{13} tatsächlich keine „hochstabile Spannung" im gewohnten Sinne dar, sondern schwankt — durch interne Kompensationsvorgänge — relativ stark mit Us und Umgebungstemperatur. Einzelheiten dazu findet der Leser in [5]. Der Verlauf von U_{13} mit der Temperatur kommt jedoch auch dem Anwender insofern entgegen, als er — wenn z. B. U_{13} als Speisespannung für einen (temperaturabhängigen) Fototransistor verwendet wird — dessen Temperaturgang zumindest teilweise mit kompensiert.

An dieser Stelle sei bereits darauf hingewiesen, daß der Anschluß U_{13} — von T 4, dessen Belastbarkeit als Längsregeltransistor sehr begrenzt ist, mitversorgt — nur sehr gering belastet werden darf. An Stift 13 darf maximal 1 mA Strom entnommen werden. Gefährlich (und deshalb unzulässig) ist Rückstrom in Anschluß 13 hinein (dabei sperrt die Emitterdiode von T 4, was zu IS-Totalschaden, mindestens aber zu Funktionsunfähigkeit des Eingangsverstärkers führt). Daher darf Anschluß 13 z. B. nicht als Bezugsspannungspunkt für Klemmdioden (Eingangsspannungsbegrenzungen u. ä.) verwendet werden! Auch größere kapazitive Lasten an Anschluß 13 sind zu vermeiden (Ladestrom). Stift 13 darf mit maximal 47 nF belastet werden (Ausnahmefälle sind in [5], [6] erläutert und für den Amateur uninteressant). Ähnliche — aus der Schaltung leichter abzuschätzende — Grenzbedingungen gelten für die Eingänge E 1 (maximaler Basisstrom 2 mA, maximal zulässige Eingangsspannung ohne Strombegrenzung $\pm$ 0,7 V), E 2 (hier insbesondere Überlastungsgefahr von R 4) sowie die Ausgänge (R 8 ist ein Strombegrenzungswiderstand geringer Belastbarkeit). Die Eingangsdaten für Stift 12 (falls der Trigger darüber gesteuert werden soll) sind später gesondert genannt.

LC-Oszillator	Anm.	3 E1	4 A1	12 (C12)	6 Ausg. 10 Q	$\overline{Q}$
schwingt	3)			L	L	H
schwingt nicht	—			H	H	L
— ohne —	1)	L	(H) ≈1,3V	L	L	H
— ohne —	1)	H	(L) ≈0,75V	H	H	L
— ohne —	2)	verbunden		L	L	H
— ohne —	2)	verbunden		H	H	L

1) Steuereingang: E1
2) Steuereingang: 12
3) Pegel an 12 mit C12 : ≈ L ohne C12 an 12 Oszillatorfrequenz vorhanden

Bild 2.5 Logische Verknüpfungen der Ein- und Ausgänge der *A 301*

Aus der Schaltungsbeschreibung gehen die Zusammenhänge zwischen dem Schaltverhalten der Ein- und Ausgänge bereits hervor. Sie sind zur schnelleren Orientierung in Bild 2.5 nochmals zusammengefaßt. Die ersten beiden Zeilen beziehen sich dabei auf den bestimmungsgemäßen Oszillatorbetrieb, die 3. und 4. Zeile auf die Verwendung des Verstärkers über Eingang E 1 als Schaltverstärker für allgemeine Anwendungen, die 5. und 6. Zeile schließlich auf den Einsatz nur von Trigger und Schaltstufen unter Nichtbenutzung des Verstärkerteils. In diesem Fall muß T 8 gesperrt sein, damit der Trigger (Eingang 12) funktionsfähig bleibt. Man erreicht das ohne äußeren Bauelementeaufwand am einfachsten durch die in der Tabelle angegebene Verbindung der Stifte 3 und 4, womit zwangsläufig $U_{A1} \approx U_{BE}T5$ wird (bei Ansteigen von U_{A1} sperrt T 5 den Transistor T 6, und mit $U_{BE}T5 = U_{A1} \approx 0{,}7$ V bleiben D 6, T 8 gesperrt).

Es sei schon erwähnt, daß in den späteren Schaltbeispielen die *A 301* stets nur mit den tatsächlichen anzuschließenden Anschlüssen dargestellt wird. Nicht eingetragene Anschlüsse bleiben dann grundsätzlich offen (unbeschaltet).

Bild 2.5 zeigt u. a., daß bei schwingendem Oszillator T 15 durchgesteuert und T 18 gesperrt ist oder daß beispielsweise (4. Zeile) beim Ansteuern von T 5 mit äußerer Spannung (E 1) T 15 sperrt und T 18 durchgesteuert wird. Die Pegelangaben L und H sind — wie in der Digitaltechnik inzwischen allgemein üblich (in [3] findet der Leser genaue Definitionen dafür) — in diesem Sinne als (hier angenäherte) logische Pegel zu verstehen, jedoch bei der *A 301* (insbesondere bei H-Pegel) nicht unbedingt immer den genormten TTL-Pegeln genau gleich (sie entsprechen diesen sinngemäß). Im Einzelfall kann das bei der jeweiligen Schaltungsanwendung im Zusammenhang mit Bild 2.3 leicht geklärt werden.

Nachfolgend die für den Praktiker wesentlichsten Kenndaten der *A 301* (ausführliche Daten in [5] und zusammenfassend in [7]):

Betriebsspannung Us (Funktionsbereich, zugleich Grenzwerte) —

$$U_S = +4{,}75 \ldots +27\ \text{V};$$

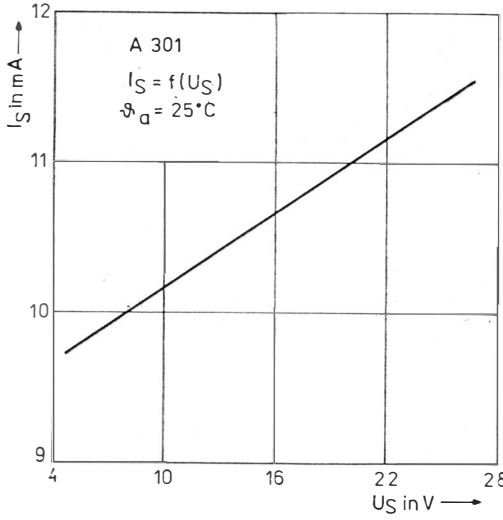


Bild 2.6 Betriebsstromaufnahme Is als Funktion von Us

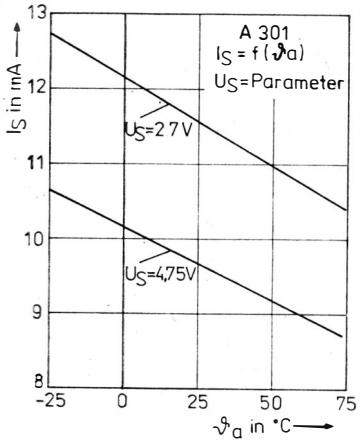


Bild 2.7 Betriebsstromaufnahme als Funktion der IS-Temperatur

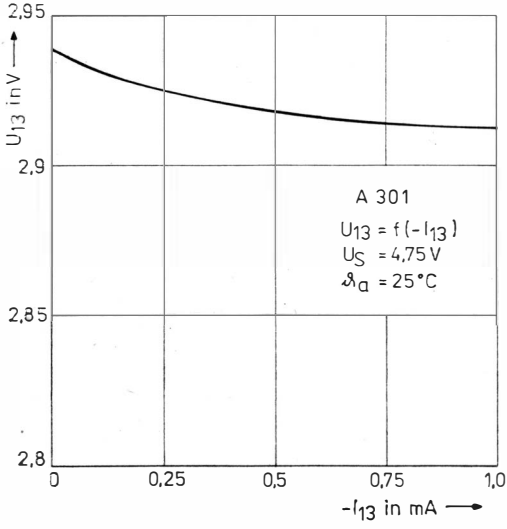


Bild 2.8 Abhängigkeit der stabilisierten Spannung U_{13} von der Stromentnahme an Stift 13

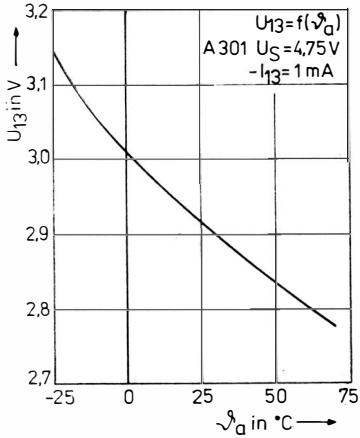


Bild 2.9 Abhängigkeit der Spannung U_{13} von der Schaltkreis-Temperatur (Anschluß 13 mit 1 mA belastet)

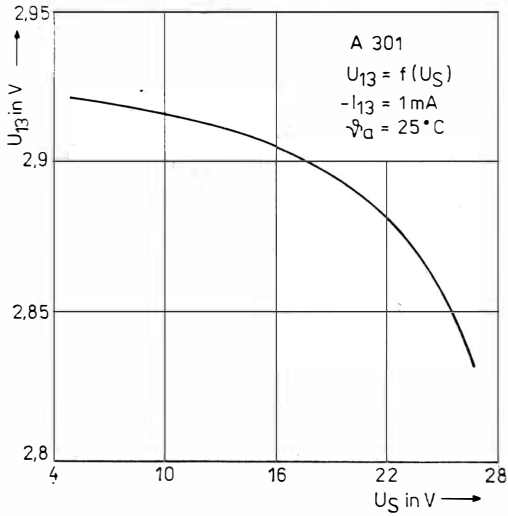


Bild 2.10 Abhängigkeit der Spannung U_{13} (Last 1 mA) von + Us

Betriebsstromaufnahme Is — entsprechend Us, siehe Bild 2.6 (Mittelwert 10 ... 12 mA);
die Betriebsstromstärke hängt außer von Us auch merklich von der Schaltkreistemperatur ab — dazu siehe Bild 2.7;
Stabilisierte Spannung U_{13} (Anschluß 13) — Mittelwert $\approx$ 2,9 V;
Abhängigkeit der U_{13} von Strombelastung — Bild 2.8;
Abhängigkeit der U_{13} von der Schaltkreistemperatur — Bild 2.9;
Abhängigkeit der U_{13} von Us — Bild 2.10;
Maximal zulässige Belastbarkeit für U_{13} — 1 mA (Stromeinspeisung in Stift 13 durch Verbindung zu Spannungen größer als U_{13} min ist nicht zulässig, U_{13} min $\approx$ 2,75 V);
Maximal zulässige Kapazität an Stift 13 (U_{13}) — 47 nF;
Differentieller Innenwiderstand für U_{13} — $\approx$ 8 ... 15 Ω;
Mindestwert des Lastwiderstands an U_{13} (gegen Masse) — 3 kΩ;

Ausgänge Q, $\overline{Q}$

U_{QH} max. = 27 V ($\triangleq$ maximale Kollektorsperrspannung T 15, T 18),

I_{QL} max. = 50 mA ($\triangleq$ maximaler Kollektorstrom T 15, T 18;

Ausgangssättigungsspannung U_{QL} (bei Us = 4,75 ... 27 V) — maximal 0,35 V, typ. 0,1 V (I_{QL} = 16 mA), bzw. maximal 1,1 V, typ. 0,33 V (I_{QL} = 50 mA) (entspricht Ausgangslastfaktor [3] bei Anschluß von TTL-Gattereingängen: N_{OL} = 10 ... 12);

Ausgangssperrstrom (Us = U_{QH} = 27 V) — max. 20 μA (typ. $<$ 1 μA);

Eingang E 1 (Stift 3)

Mindesteingangsstrom für Öffnen von T 5 — typ. 2 ... 5 ($\overline{<}$ 10) μA;

Maximaler Eingangsstrom in E 1 (Grenzwert) — 2 mA;

Mindesteingangsspannung an E 1 — $\approx$ 0,75 V (mit Vorwiderstand);

Maximal zulässige Eingangsspannung an E 1 ohne Strombegrenzung — $\pm \leq$ 0,6 V;

Oszillator

Maximale Schwingfrequenz — $\overline{>}$ 2 MHz (entsprechend Ls, Cs) (normal $\approx$ 100 kHz)

Richtwert für Rm (Bild 2.1) — 2,5 ... 25 kΩ (typ. 6 ... 8 kΩ);

maximale Ausgangsumschaltfrequenz (an Q, $\overline{Q}$) bei Oszillatorbetrieb

($f_{osz} \geqq 100$ kHz, Us = 5 V, $C_{12} = 1{,}5$ nF) — $\geqq 10$ kHz;

Impulsflankenanstiegszeit (= Abfallzeit) an Q, $\overline{Q}$ — $< 1\ \mu s$;

Triggereingang (Stift 12) (ohne C_{12})

$U_{eL} \approx 1{,}6$ V, $U_{eH} \approx 2{,}7$ V; Hysterese $\approx 1{,}1$ V,

U_{eH} max. = U_{13} (< 3,0 V); U_{eL} max. — 0,5 V;

Leerlaufspannung an Stift 12 (offen) — $\approx 2{,}9$ V (= U_{13} über R 9, R 10, vgl. Bild 2.3);

Triggereingangsstrom (Eingang Stift 12)

für L-Zustand an Stift 12 — I_{eL} typ. $\approx 0{,}13$ mA ... 0,2 mA,

für H-Zustand an Stift 12 — I_{eH} typ. $\approx \leqq 20\ \mu A$;

maximale Triggerschaltfrequenz (über Eingang Stift 12) — ≈ 200 kHz;

Integrationskondensator C_{12} (bei Oszillatorbetrieb) — abhängig von Oszillatorfrequenz f_{osz}; Dimensionierung

$$C_{12}\text{opt.} \approx \frac{200}{f_{osz}}\text{, C in nF, f in kHz; } C_{12}\text{ max.} = \text{beliebig}$$

$$C_{12}\text{ min.} = 0{,}5 \cdot C_{12}\text{ opt,}$$

Schaltverzögerung, wenn $C_{12} > C_{12}$ opt.

$t_{QHL} = 3 \ldots 5 \cdot C_{12}$, $t_{QLH} \approx 20 \cdot C_{12}$;

t in μs, C in nF.

Hinweise

Die genannten Daten sind z. T. Informationsmittelwerte aus der Praxis, für die der Hersteller keine Garantieangaben macht. Offizielle Herstellerdaten siehe [7]. Auf falschgepolte Betriebsspannungen, überhöhte Spannung an U_{13} und negative Spannungen $\geqq -0{,}6 \ldots -0{,}7$ V an allen Anschlüssen reagiert die *A 301* mit sofortiger Zerstörung. Ausgang U_{13} ist nicht kurzschlußfest, Kurzschluß nach Masse ($I_{13} \gg 1$ mA) kann zur Zerstörung führen. Im übrigen gelten die allgemeinen Hinweise für bipolare Schaltkreise (z. B. [3]). Falls mit den Ausgängen Q, $\overline{Q}$ Induktivitäten (Relais) direkt geschaltet werden, sind dafür die bekannten Relaisparalleldioden (Freilaufdioden) unbedingt erforderlich.

2.3. Hinweise für die Schwingkreisausführung bei Oszillatorbetrieb

Die äußere Beschaltung der *A 301* für die Standardanwendung (Annäherungsschalter) ist bereits aus Bild 2.1 ersichtlich. Bei (11) wird + Us und bei (9) Masse (= — Us) angelegt. Zwischen (12) und (9) liegt der Integrationskondensator C 12; sein Wert hängt von der (in weiten Grenzen frei wählbaren) Oszillatorfrequenz ab. Dimensionierungshinweise für C 12 wurden bei den Kenndaten (Abschnitt 2.2.) bereits genannt. Für die am häufigsten verwendete Oszillatorfrequenz bei etwa 100 kHz ist C 12 mit $\approx$ 1,5 nF optimal bemessen. Wird C 12 weggelassen, so schaltet der nachfolgende Trigger — wie sich aus der Funktionsbeschreibung (Abschnitt 2. 2.) ergibt — im Rhythmus der Oszillatorfrequenz um; diese Frequenz läßt sich dann bei Q (6) und $\overline{Q}$ (10) abnehmen. Unabhängig davon kann man die Oszillatorfrequenz stets bei A 1 (4) abgreifen (z. B. zur oszillografischen Kontrolle); dieser Punkt darf aber, um das stabile Arbeiten des Oszillators nicht zu beeinträchtigen, nur hochohmig ($\geq$ 10 kΩ) belastet werden. Zwischen (3) und (4) werden der Schwingkreis Ls, Cs — der also kein Massepotential hat — und zwischen (3) und (5) der Rückkopplungswiderstand Rm angeschlossen. Die Anschlüsse (2) und (13) bleiben in dieser Anwendung im allgemeinen frei. Rm wird vom Amateur zweckmäßig stets als Abgleichwiderstand (Wertgrenzen etwa 2,5 ... 25 kΩ) vorgesehen. Man kann ihn aber auch nach Ermittlung des für die vorgesehene Anwendung günstigsten Wertes durch einen gleichgroßen Festwiderstand ersetzen, falls nicht die maximale Ansprechempfindlichkeit (Reichweite für Ls) — die sich nur bei exaktem Rm-Abgleich erreichen läßt — benötigt wird. Aus Gründen der Anschwingsicherheit sollte Rm etwas geringer als der im Versuch ermittelte Maximalwert sein; zu geringer Rm-Wert verringert zunächst die Ansprechempfindlichkeit (da Ls dann bis zum Aussetzen des Oszillators ebenfalls stärker bedämpft werden muß, was dichteres Annähern des zu registrierenden Objekts erfordert, vgl. dazu Bild 2.2). Extrem zu niedriger Rm führt in jedem Fall zum Aussetzen des Oszillators, Rm hängt deshalb auch weitestgehend von der Gestaltung des Schwingkreises ab. Dazu werden darum nachfolgend einige Praxishinweise gegeben.

Erwähnt sei an dieser Stelle, daß die Oszillatorschaltung zwar bezüglich des Schwingverhaltens sehr stabil gegenüber äußeren Einflüssen ist, jedoch bezüglich der Frequenzkonstanz keine übermäßig guten Eigenschaften hat. Das hat für die Hauptanwendung der *A 301* — bei der die genaue Oszillatorfrequenz nebensächlich ist — keine Bedeutung. Die scheinbar naheliegende Möglichkeit, durch Abnahme der HF-Schwingung an A 1 (4) oder A 2 (5) — bei weggelassenem C 12 auch an den Q-Ausgängen — einen frequenzstabilen Oszillator zu realisieren, scheidet also aus. Für diese Zwecke läßt sich die *A 301* zwar ebenfalls verwenden, ist aber — wie die Praxis zeigt — nicht frequenzstabiler als eine einfache Oszillatorschaltung in „klassischer" Schaltungstechnik mit diskreten Transistoren ohne Kompensationsmaßnahmen. Spannungsänderungen bei U_s und auch Temperaturänderungen ergeben merkliche Frequenzänderungen. Für „Normalfrequenzoszillatoren" o. ä. Anwendungen der Funktechnik ist die *A 301* daher nur bei mittleren Ansprüchen sinnvoll, zumal sich beim Durchstimmen des (für eine Festfrequenz konzipierten) Oszillators — mit Cs in bekannter Weise möglich — auch Rs (Bild 2.2) ändert. Damit kann u. U. für Rm ebenfalls Nachgleichen notwendig werden, falls der Schwingkreis (was für diesen Anwendungsfall zu fordern wäre) hohe Güte hat. Der Funkamateur muß also von Fall zu Fall den Einsatz der *A 301* für Oszillatorzwecke abwägen; der geringe Bauelementeaufwand ist immerhin ein bestechender Vorteil. Die Schwingamplitude (U_{ss}) am Schwingkreis (bzw. an A 1 oder A 2) beträgt etwa 1,4 V. Da der Oszillator bei Bedämpfen von Ls mit einer gedämpfen Schwingung aussetzt bzw. gedämpft wieder einsetzt, ergibt sich — bezogen auf Ausgänge Q — eine bestimmte Schaltverzögerung, die von den Schwingkreiswerten, der Frequenz und dem Wert von Rm abhängt; sie liegt (mit $C\,12 = C\,12_{opt}$; vgl. Kenndaten in Abschnitt 2.2.) zwischen einigen zehn Mikrosekunden und maximal etwa 1 ms (Einzelheiten dazu in [6]). Daraus resultiert auch die maximale Ausgangsschaltfrequenz der Q-Ausgänge, die auch im ungünstigsten Fall noch wenigstens 10 kHz beträgt. Zu berücksichtigen ist das (und ggf. durch höhere Oszillatorfrequenz und geringe Rm-Werte für höhere Schaltgeschwindigkeiten dimensionierbar [6]), falls das mit Ls zu registrierende Objekt sehr schnell an Ls vorbeigleitet. Im Amateurbereich dürften solche Fälle

jedoch seltene Ausnahmen sein. Dagegen wird — wenn man C 12 erheblich größer als $C\,12_{opt}$ auslegt — die Triggerschaltverzögerung größer (Richtwerte für die Bemessung der Schaltverzögerung an den Q-Ausgängen für den Einschaltvorgang t_{QHL} und Ausschaltvorgang t_{QLH} sind ebenfalls in Abschnitt 2.2 bei den Kenndaten angegeben). Das kann eventuell nützlich sein, um kurrzeitige Ls-Bedämpfungen (oder ein durch in Ls-Nähe vibrierende oder unregelmäßig geformte Objekte verursachtes Ausgangs-„Schaltflattern") zu unterdrücken. Mit C 12 läßt sich die Anordnung also nach Bedarf zum trägen Ansprechen bringen, wofür C 12 beliebig groß werden kann. Die *A 301* läßt sich daher jedem Einsatzfall in weiten Grenzen optimal anpassen. Das gilt insbesondere auch für die Schwingkreisausführung.

Die Frequenz des Oszillators ist relativ unkritisch und wird im wesentlichen vom Anwendungsfall bestimmt. Für großflächige Ls sind — ebenso wie für große Reichweiten oder hohe Ansprechempfindlichkeiten — niedrigere Frequenzen (1 bis 30 kHz) vorteilhaft, die jedoch auch größere Schaltträgheit ergeben. Für kurze Ls-Reichweiten (unter $\approx$ 10 mm) und kleine Spulenformen sowie bei hohen Schaltfrequenzen sind Oszillatorfrequenzen um 100 kHz ... 1 MHz günstiger. Oberhalb 1 MHz wird die Ls-Reichweite zunehmend geringer. Eine für fast alle Anwendungen günstige Standardfrequenz liegt bei 100 kHz.

Die Schwingfrequenz errechnet sich nach der bekannten Schwingkreisgleichung

$$f_{osz} = \frac{1}{6{,}28 \cdot \sqrt{LC}} \cdot$$

Da im allgemeinen Ls vorgegeben und f sowie Cs wählbar sein werden, kann man den erforderlichen Cs-Wert für vorhandene Ls-Ausführungen nach der zugeschnittenen Größengleichung

$$Cs \approx 25 \cdot \frac{1000}{f^2 \cdot Ls}$$

C in nF, f in kHz, L in mH,

ausreichend genau bestimmen, zumal es nur auf ungefähre Einhaltung einer günstigen Schwingfrequenz ankommt. Im Frequenzbereich 1 ... 10 kHz liegen günstige Cs-Werte bei 10 ... 100 nF; im Bereich 10 ... > 100 kHz sind Cs-Werte um etwa 3 ... 15 nF

vorteilhaft. Es ergeben sich demzufolge allgemein relativ geringe LC-Verhältnisse und kleine, leicht zu realisierende Ls-Werte. Der im Dimensionieren von Schwingkreisen weniger erfahrene Amateur kommt auch ohne geeignete Meßmittel durch Versuche zum Ziel, wobei man vorhandene oder selbst angefertigte Spulen in ihrer Windungszahl nur in groben Schritten nach Versuch variiert, bis der Oszillator mit einem für die vorgesehene Etwa-Frequenz günstigen Cs-Wert anschwingt. Durch Variieren des Cs kann man später u. U. noch die Empfindlichkeit (Spulenreichweite) optimieren (wobei zugleich Rm in den angegebenen Wertgrenzen zu ändern ist). Derartige Versuche werden stets mit Abgleich von Rm beendet. Für ernsthafte Anwendungen sollte jedoch wenigstens eine ungefähre Frequenzmeßmöglichkeit vorhanden sein. Auch in diesem Fall kann der Amateur ausreichend genau improvisieren, indem Ls der Ferritantenne eines Mittelwellenempfängers angenähert wird. Die Oszillatorfrequenz bewirkt dabei „Pfeifstellen" beim Durchstimmen des Empfängers, deren Abstand auf der Empfängerskale (wobei nur die jeweils stärksten auftretenden Pfeifstellen gezählt werden) einen Rückschluß auf die Schwingfrequenz des *A-301*-Oszillators zuläßt. Falls die *A 301* mit dem Versuchsschwingkreis bei Rm-Werten zwischen 3 ... 25 kΩ nicht anschwingt, ist das LC-Verhältnis ungünstig; man muß dann Ls verringern und Cs vergrößern oder umgekehrt. Optimales LC-Verhältnis liegt vor, wenn der Oszillator im Bereich $R \approx 5 \ldots 15$ kΩ nicht aussetzt. Läßt sich Rm um weniger als etwa $\pm$ 10% des für Schwingzustand gefundenen Wertes variieren, ohne daß die Schwingung aussetzt, so hat das LC-Verhältnis des Kreises bereits einen so ungünstigen Wert, daß nicht mehr die optimale Langzeitbetriebssicherheit gegeben ist. Meist genügt dann ein Verringern von Cs, um einen Variationsbereich von wenigstens etwa $\pm$ 20% des Rm-Werts zu erzielen. Als Festwert kann Rm dann in Mitte des auf diese Weise gefundenen Bereichs bemessen werden; für extrem hohe Ansprechempfindlichkeit wird Rm in Nähe des für Anschwingen möglichen Maximalwerts festgelegt und sollte nicht unter $\approx$ 8 kΩ betragen.

Der Kreiskondensator Cs sollte stets in Nähe der IS-Anschlüsse angeordnet sein; Ls kann dagegen (insbesondere für Frequenzen unter 100 kHz) durchaus über längere Zuleitungen mit Cs und der *A 301* verbunden werden, wenn verdrillte Leitung

benutzt wird. Leitungslängen bis etwa 2 m (zwischen Ls und Cs mit *A 301*) erwiesen sich als völlig problemlos; längere Leitungen erscheinen möglich, wurden vom Verfasser jedoch nicht erprobt. Wie Versuche zeigten, ist auch in diesem Fall die HF-Abstrahlung (bedingt durch die sehr geringe Oszillatorleistung) noch ausreichend gering, so daß kaum Komplikationen bezüglich der gesetzlichen Störstrahlungsvorschriften zu befürchten sind. Trotzdem bemißt man die Ls-Zuleitung nicht länger als unbedingt notwendig; in den meisten Anwendungsfällen wird es möglich sein, Ls, Cs und die *A 301* dicht beieinander anzuordnen (die vollständige Schaltung am Objekterfassungsort unterzubringen) — vgl. dazu auch Abschnitt 2.7. Als sehr vorteilhaft hat sich für längere Ls-Zuleitung auch handelsübliches Abschirmkabel (Diodenkabel) mit Kabelkapazitäten von 150 bis 600 pF/m erwiesen; damit sind Leitungslängen von 2 ... 3 m möglich. Das Abschirmkabel wird mit Mantel nach Stift 4, Seele nach Stift 3 der *A 301* angeschlossen. Es unterbindet zusätzlich Fehlauslösungen durch HF-Störspitzen fremder Herkunft (z. B. bei Verwendung des Annäherungsschalters innerhalb von Maschinenantrieben, Kfz-Motoren u. ä. Stellen mit hohem „Störnebel"). Zu beachten ist dann jedoch ,daß der Kabelmantel keine Masse- oder Erdverbindungen bekommen darf. Die Kabelkapazität geht in diesem Fall mit in den (ggf. etwas zu verringernden) Cs-Wert ein; die geringe Kabelgüte ist bedeutungslos.

Für einige mögliche und erfolgreich erprobte Ls-Ausführungen (die zugleich Anhaltswerte für eigene Versuche bieten) sollen nachfolgend Hinweise gegeben werden. Es zeigte sich, daß der Amateur in vielen Fällen gerade vorhandene Spulen unverändert verwenden kann. Wesentlich ist für den jeweiligen Anwendungszweck die Spulenbauform. Bild 2.11 gibt einige mögliche Beispiele dafür an. Bild 2.11a zeigt die Normalform für kurze Reichweiten. Man verwendet z. B. die Schalenhälfte eines Ferritschalenkerns mit zugehörigem Wickelkörper für Ls. Statt einer Ferritkernhalbschale lassen sich ebenfalls E-Kernhälften (Ferrit, z. B. Kerngröße EE 20), für Frequenzen bis 10 ... 20 kHz auch mit normalen Transformatorblechen — einseitig gestapelt, „offener" Kern — realisieren. Die Kerngröße ist primär nebensächlich, sie sollte sich nach der Größe der zu erfassenden Objekte und dem für Ls verfügbaren Einbauraum richten. Die Wirkrichtung dieser Kernform ist in Bild 2.11a

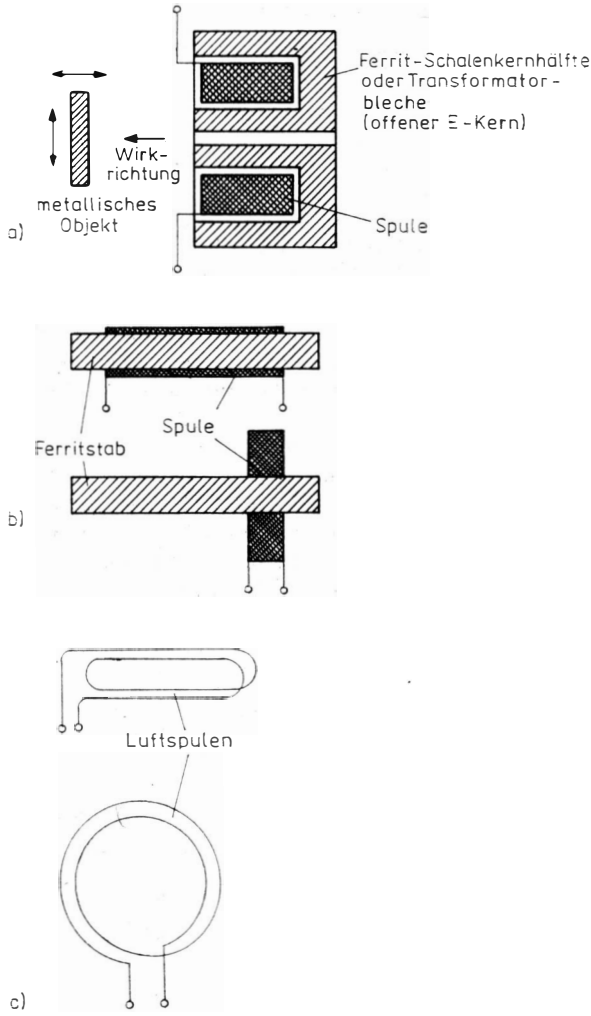


Bild 2.11 Mögliche Spulenformen für Ls des Annäherungsschalters

angedeutet. Derartige Ausführungen sprechen — je nach Kerngröße, Oszillatorfrequenz und Rm-Wert — auf Entfernungen (ab

Kernoberfläche bis Objektoberfläche) um maximal 10 ... 15 mm an; Reichweiten von 5 ... 6 mm — die für kontaktlose Annäherungsschalter meist schon genügen — lassen sich völlig problemlos realisieren. Günstig ist bei E- und Schalenkernen, daß die Anordnung vorzugsweise in Wirkrichtung, kaum auf seitlich oder rückwärtig vorhandene Metallteile anspricht, so daß die Montage problemlos wird.

Größere Reichweiten und in gewissem Sinn eine zweiseitige bis „Rundum"-Wirkung ergeben offene Kernformen (Zylinderspulenkerne, Ferritstäbe) nach Bild 2.11b. Die Spule kann dabei je nach Anwendungszweck entweder über die halbe bis volle Stablänge verteilt sein (für große Reichweiten) oder — falls der Stab als „Sonde" in enge Öffungen eintauchen soll, z. B. nach Abschnitt 2.8.1.4. — konzentriert an einem Stabende aufgebracht werden. Ebenfalls möglich — insbesondere für großflächige Erfassungsbereiche — sind Luftspulen ohne Kern (Bild 2.11c), die je nach Zweck runde, quadratische oder langgezogen rechteckige Flächen einschließen, deren Form die Wirkfläche der Anordnung bestimmt. Außerhalb dieser von Ls umschlossenen Fläche ist dann die Wirkreichweite erheblich geringer. Derartige Spulenformen können stets nur im praktischen Versuch bestimmt werden. Anwendungsbeispiele zeigen spätere Abschnitte. Nach Bild 2.11a bis c wurden vom Verfasser u. a. folgende gerade vorhandene Spulenformen erprobt, wobei die Ergebnisse Rückschlüsse auf ähnliche Anordnungen zulassen:

Transistorausgangsübertrager (Lautsprecherübertrager) vom Typ *K 21*, dessen Kernbleche einseitig gestapelt wurden (entspricht Bild 2.11a) mit der gesamten Originalprimärwicklung; Cs = 10 nF (ergab f ≈ 7 kHz) — andere Kleinausgangsübertrager, beim Amateur noch sehr weit verbreitet, eigenen sich ebenso —; maximale Ansprechreichweite ≈ 5 mm.

AM-Bandfilterspule älterer Ausführung mit Abstimmkern (voll eingedreht), Kernlänge 20 mm, Kerndurchmesser 8 mm, L = 1,8 mH, Cs = 10 nF (ergab Frequenz ≈ 36 kHz); maximale Ansprechreichweiten (in Richtung Spulenachse) 8 ... 12 mm; zuverlässige Schaltreichweite (Rm etwas verringert) 5 ... 6 mm.

Ferritantennenstab 8 mm × 100 mm mit Originalwicklung für Mittelwellenbereich (Taschenempfänger), Cs = 10 nF ergab f ≈ 60 kHz; (Rm-Einstellung bereits kritisch), Spulenform nach Bild 2.11b, Reichweitemaximum seitlich der Spule (ange-

nähertes Objekt Alufoliestück 2 cm × 3 cm) ≈ 100 mm; gleicher Ferritstab mit gleicher Wicklung, Cs = 3,3 nF (optimaler Wert) ergab f ≈ 100 kHz, Rm ≈ 13 kΩ; Maximalreichweite ebenfalls ≈ 100 mm (bei größeren Metallobjekten bis 150 mm). Ähnliche Ergebnisse wurden mit einem Flachferritstab (4 mm × 20 mm × 100 mm), ebenfalls mit Originalmittelwellenantennenwicklung, erzielt.

Luftspule nach Bild 2.11c — rund — 75 Wdg., Spulendurchmesser ≈ 200 mm (benutzt wurde eine gerade vorhandene Rolle Schaltdraht), Cs = 13 nF; f ≈ 28 kHz, Rm = 7 ... 11 kΩ variabel; sichere Schaltreichweite für flächige Objekte (Alufolie 80 mm × 80 mm; auch Zigarettenpackung mit metallisierter Originalhülle) ≈ 15 cm. Gleiche Spule mit Cs = 3,3 nF ergab f ≈ 80 kHz, Rm ≈ 10 kΩ (Einstellung kritisch), Reichweite nur gering vergrößert. Ein ähnliches Beispiel wird in Abschnitt 2.8.1.3. beschrieben.

Die erwähnten Beispiele zeigen, daß Luftspulen nach Bild 2.11c vorzugsweise zum Erfassen großer Objekte geeignet sind. Die Spule kann — bei sinkender Windungsanzahl — ohne weiteres auch erheblich größer (umschlossene Fläche 1 m² und mehr) sein; es erfolgt dann sichere Auslösung beim Überfahren mit Fahrzeugen. Auf diesem Wege lassen sich z. B. automatische Türöffner oder Anlagen zur Verkehrszählung u. ä. realisieren. Für derart großflächige Induktionsschleifen (die z. B. auch industriell im Verkehrswesen für automatische Verkehrsregelungsanlagen benutzt werden; Spule unter Fahrbahnfläche) empfiehlt sich mehradriges Abschirmkabel (Studio- und Fernmeldekabel, handelsüblich mit 8 und mehr Adern), wobei dessen Adern am kreisförmig verlegten Kabelstück in Serie geschaltet werden und auf diese Weise die Spule ergeben. Die letzte Spulenwindung wird durch den Abschirmmantel gebildet und mit Stift 4 der *A 301* verbunden.

Spulenformen nach Bild 2.11b (Ferritstab, ggf. mit Originalbewicklung) sind z. B. zum Aufsuchen von Leitungen unter Putz (Metallspürgeräte) geeignet — eine höhere Reichweite ergibt sich dann jedoch, wenn mit höherer Windungsanzahl und niedrigerer Frequenz (1 ... 3 kHz) gearbeitet wird. Es muß erwähnt werden, daß die vorgenannten Beispiele mit gerade vorhandenen Spulen erprobt und in keinem Fall gezielt optimiert wurden; bei sorgfältig durchgeführten Vorversuchen sind also noch

größere Reichweiten zu erwarten. Allerdings sei vor allzu überhöhten Anforderungen gewarnt: Als spezielles Metallsuchgerät zum Aufspüren kleiner Metallobjekte auf große Distanzen („Minensucher"-Prinzip) — ähnlich [4] —, wie es von Amateurarchäologen sehr oft gewünscht wird, ist die *A 301* nicht geeignet, dafür reicht die Empfindlichkeit, wie entsprechende Versuche des Verfassers zeigten, auch bei sorgfältiger Dimensionierung der Suchspule nicht aus. Das hat folgenden Grund: Da der *A-301*-Oszillator nicht wie spezielle Metallsuchgeräte [4] mit Oszillatorverstimmung, sondern mit Bedämpfung bis zum Schwingungsabbruch arbeitet, läßt sich die dafür erforderliche Bedämpfung (Energieentzug aus Ls) mit kleinen Metallobjekten auf große Entfernung nicht erreichen. Ein Aufbau nach dem Verstimmungsprinzip (ähnlich [4]) scheitert mit der *A 301* an der dafür zu geringen Frequenzkonstanz des Oszillators, der für solche Zwecke nicht bestimmt ist.

Bei der Befestigung von Spulenformen nach Bild 2.11b muß darauf geachtet werden, daß nicht durch Haltewinkel o. ä. Metallteile eine Kurzschlußwindung um den Kern oder in seiner Nähe entsteht. Das würde die Empfindlichkeit ganz erheblich reduzieren. Man befestigt Ls daher mit nichtleitenden Materialien (Plasthalter).

Für kurze Distanzen (Endlagenschalter) benutzt man die relativ problemlose Spulenform nach Bild 2.11a. Derartige Spulen lassen sich zusammen mit ihrer Zuleitung vollständig in Kunstharz vergießen (der Amateur kann eine klimafeste „Versiegelung" vorteilhaft durch völliges Ummanteln mit *CENUSIL*-Silikonkleber erreichen, gleichzeitig ist mit diesem Kleber auch ein Befestigen von Ls möglich). Auch Ferritstabspulen lassen sich auf diese Weise beschädigungssicher ummanteln. Ls oder Cs braucht in keinem Fall abgeglichen zu werden, da keine genaue Frequenz gefordert wird; auch Cs ist demzufolge immer ein Festwert.

2.4. Zur Verwendung nur teilweise funktionstüchtiger *A 301*

Der Amateur wird gelegentlich im Besitz einer teilweise geschädigten *A 301* sein. Da die *A 301* aus mehreren Funktionsgruppen besteht (Bild 2.1), kann sie u. U. noch weiterverwen-

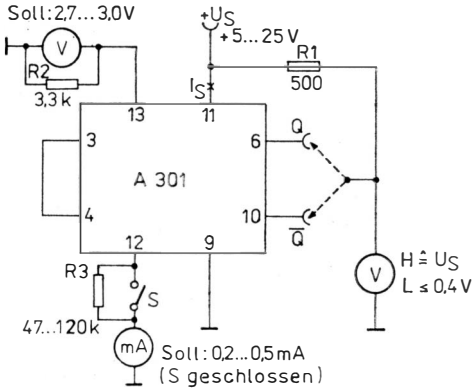


Bild 2.12 Zur Prüfung teilgeschädigter *A 301*. Näheres im Text

det werden. Für ernsthafte Anwendungsfälle scheidet das allerdings aus, da teilgeschädigte IS in vielen Fällen zu späteren Totalausfällen neigen, also nicht mehr als zuverlässig zu bewerten sind.

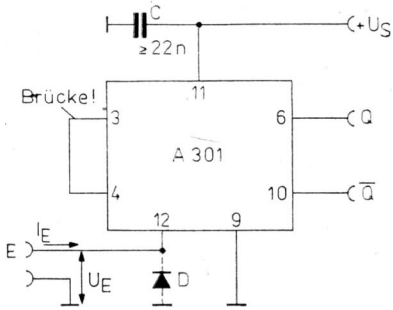
In manchen Fällen wird der Verstärkerteil geschädigt sein, d. h., Anwendungen mit LC-Oszillator oder solche, bei denen die Eingänge E 1, E 2 benutzt werden (Stifte 2 und 3), entfallen. Es kann dann noch der Triggerteil mit den Endstufen zu verwenden sein. Man prüft ein solches Exemplar nach Bild 2.12. Die Prüfung muß außer bei der vorgesehenen Betriebsspannung auch bei ihren Grenzwerten Us = 5 V und Us = 25 V durchgeführt werden. Zu kontrollieren ist in jedem Fall die Betriebsstromaufnahme bei Is; dort sollen 9 ... 18 mA (Grenzwerte; s. dazu Bild 2.6) gemessen werden. Bei höherem oder niedrigerem Is sollte man die integrierte Schaltung nicht mehr verwenden. Ferner wird U_{13} (Stift 13) wie in Bild 2.12 gezeigt kontrolliert (Belastung mit R 2, Sollwert 2,7 ... 3,0 V — außerhalb dieser Werte die IS nicht mehr verwenden). Es wird nun das Schaltverhalten des Triggers und der Endstufen überprüft (abwechselnd Q und $\overline{Q}$ wie im Bild angedeutet). Dazu werden Stifte 3—4 verbunden, um den Verstärkerteil außer Betrieb zu setzen. Die Umschaltung beider Q-Ausgänge erfolgt mit Schalter S am Triggereingang (12) — die Zuordnung zum Eingangssignal

ist aus Bild 2.5 zu ersehen — wobei zwischen (12) und Masse (9) — S geschlossen — 0,2 ... 0,5 mA fließen sollen. Bei > 0,5 mA ist von weiterer Verwendung der IS abzuraten; falls weniger als etwa 0,15 mA gemessen werden; entscheidet der vorgesehene Einsatzzweck über die Verwendbarkeit nach Versuch. Wird R 3 wirksam (S geöffnet), so muß der Strom unter 50 μA liegen; die Ausgänge (6), (10) müssen dabei den für (12) = H in Bild 2.5 angegebenen Zustand einnehmen. Bei geschlossenem S müssen die Ausgänge den Zustand für (12) = L haben. R 1 wirkt als Ausgangslast. Im H-Zustand an (6) oder (10) muß das Voltmeter die volle Betriebsspannung (U_{QH} = Us) registrieren: im L-Zustand wird die Kollektorrestspannung angezeigt, sie soll die in Abschnitt 2.2. bei den Kenndaten dafür angegebenen Maximalwerte nicht übersteigen. Falls nur ein Q-Ausgang defekt ist, kann — bei Verzicht auf Langzeitzuverlässigkeit — der noch einwandfrei reagierende Ausgang trotzdem verwendet werden. Für alle angedeuteten Meßgeräte wird der übliche vorhandene Vielfachmesser benutzt. Bei Einhaltung aller Soll-Daten kann die IS noch über Eingang (12) als Trigger und Schaltstufe benutzt werden; (3) und (4) bleiben dabei späterhin stets verbunden. Die für Eingang (12) anzusetzenden Eingangsdaten lassen sich aus den in Abschnitt 2.2. angegebenen Kennwerten ersehen. Falls der Trigger in der Schaltung nach Bild 2.12 erst bei R 3 > 120 kΩ in den Zustand (12) = H schaltet, das aber bei offenem Stift 12 erfolgt, ist die Verwendbarkeit von Fall zu Fall zu erproben.

Fallen alle Prüfungen nach Bild 2.12 einwandfrei aus, so ist die IS wahrscheinlich im Oszillator/Verstärker-Teil geschädigt. Ergibt die Prüfung nach Bild 2.12 jedoch einen Defekt an Trigger oder Ausgängen — unter der Voraussetzung, daß Is und U_{13} im Sollbereich liegen —, so kann der Verstärkerteil noch in Ordnung sein. Man läßt dann die Stifte 6, 10, 12 später frei und kann den Eingangsteil in allen Schaltungen, die ohne den Anschluß (12) auskommen, noch als Verstärker oder Oszillator verwenden. Es stehen dann die (zueinander negierten) Ausgänge A 1 (4) und A 2 (5) zur Verfügung, die sich allerdings nur gering belasten lassen (Belastungswiderstand mindestens 5 ... 10 kΩ; Stromentnahme maximal etwa 0,1 mA), aber zur Ansteuerung nachfolgender diskreter Transistoren ausreichen. Bei Oszillatorbetrieb wird Ausgang A 1 (4) benutzt. Für Schalt-

zwecke (z. B. Fototransistornachverstärkung) — dafür E 1 (3) — kann der Verstärkerteil selbst zum *Schmitt*-Trigger erweitert werden, indem zwischen Stifte 2 und 4 ein Widerstand (Festwert $\approx$ 1 kΩ) gelegt wird. Die Ausgänge schalten dann auch bei langsamer Eingangssignaländerung schlagartig um; die Triggerhysterese liegt bei etwa 0,1 V und läßt sich mit dem erwähnten 1-kΩ-Widerstand (Grenzwerte 680 Ω ... 2,5 kΩ) nur wenig beeinflussen.

Bild 2.13 zeigt abschließend nochmals, wie eine *A 301* mit funktionsunfähigem Verstärkerteil über den Triggereingang (12) betrieben werden kann. Die durchschnittlichen Pegelwerte für diesen Eingang und die durchschnittlichen Ströme (Mittelwerte für einwandfreies Exemplar) sind mit angegeben. Diode D ist gegebenenfalls zum Schutz gegen negative Eingangsspannungen erforderlich. Eine Eingangsspannung > 3,0 V (bzw. bei geschädigtem Exemplar größer als dem real an Stift 13 gemessenen Wert U_{13}) ist am Eingang (12) unbedingt zu vermeiden. Zwischen E und Masse in der Schaltung nach Bild 2.13 kann z. B. ein Schaltkontakt oder die Kollektor-Emitter-Strecke eines externen Ansteuertransistors liegen. In diesen Fällen ist D überflüssig. Die maximale Schaltfrequenz beträgt bei der Schaltung nach Bild 2.13 150 ... 200 kHz.



$U_E(H) \approx 2{,}7\,V$; $I_E(H) \leq 50\,\mu A$
$U_E(L) \approx 1{,}6\,V$; $I_E(L) \approx -0{,}15\,mA$
D: SAY 12 o.ä. (wenn $-U_E > -0{,}6\,V$)

Bild 2.13 Verwendung teilgeschädigter *A 301* als Trigger

2.5. Zusammenschaltung der *A 301* mit TTL- oder MOS-Schaltkreisen

Die Q-Ausgänge der *A 301* sind als offene Kollektoren unmittelbar mit TTL-Schaltkreiseingängen kompatibel. Die *A 301* kann dabei aus der TTL-Betriebsspannung + 5 V, aber auch mit anderweitig vorhandener Betriebsspannung Us (z. B. vor der TTL-Stabilisierung im Netzteil abgreifbar) gespeist werden. Die Zusammenschaltung bietet keine Besonderheiten; man kann je Q-Ausgang mit einem Ausgangslastfaktor von 10 ... 15 rechnen [3]. Um definierten H-Pegel zu garantieren, kann der jeweilige Q-Ausgang über einen Widerstand (1 ... 10 kΩ) mit + 5 V der TTL-Speisespannung verbunden werden.

Die Zusammenschaltung mit MOS-Schaltkreisen der *U 1* ... Serien (Daten in [3]) geschieht nach Bild 2.14. Zu beachten ist jetzt, daß die MOS-Schaltung und die *A 301* keine gemeinsame Masseleitung mehr haben. Die *A 301* wird mit ihrem Betriebsspannungsanschluß (11) an Masse der MOS-Folgeschaltung gelegt (also Anschluß Us = 0 V). Über Anschluß (9) — Masse der *A 301* führt man eine negative Speisespannung zu, wofür direkt die MOS-Speisespannung — U1 (— 13 V) oder notfalls auch — U2 (- 27 V) benutzt werden kann. Der jeweils benötigte Ausgang (6) oder (10) wird mit dem MOS-Gattereingang verbunden; der 47-kΩ-Widerstand (Festwert) stellt die für das MOS-Gatter notwen-

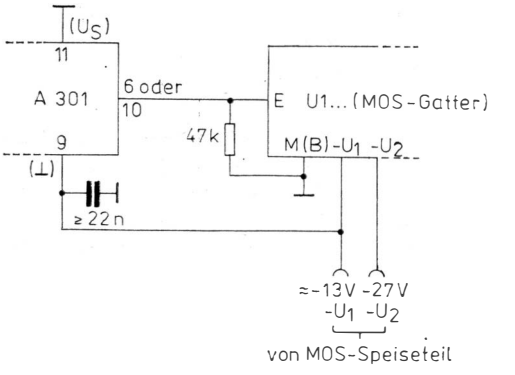


Bild 2.14 Zusammenschaltung der *A 301* mit MOS-Schaltkreisen

digen Pegelverhältnisse her. Es ergibt sich die logische Zuordnung: E(MOS) = H, wenn Q (6 oder 10) = H = Ausgangstransistor in *A 301* gesperrt; E(MOS) = L (≈ — Ul oder — U2 entsprechend *A-301*-Speisung), wenn Ausgang Q (6 oder 10) = L (Ausgangstransistor durchgesteuert). Im übrigen darf man die *A 301* in gewohnter Weise (u. a. entsprechend allen in diesem Band gezeigten Anwendungen) an ihren sonstigen Ein- und Ausgängen beschalten (Masse der zu *A 301* gehörenden Bauelemente stets = Stift 9 der *A 301*), es muß aber beachtet werden, daß der gesamte *A-301*-Komplex dann auf Potential — U1 oder — U2 liegt. Zwischen dem *A-301*-Komplex und dem MOS-Schaltungskomplex dürfen daher außer den in Bild 2.14 gezeigten keinerlei weitere Verbindungen bestehen. Außerdem müssen Verbindungen der an *A 301* vorhandenen Eingangsbauelemente nach MOS-Masse oder Erde peinlichst vermieden werden (beachte z. B. Isolation einer Oszillatorspule Ls gegen Erde).

2.6. Ansteuerung von Thyristoren mit *A-301*-Ausgängen

Die Q-Ausgänge der *A 301* schalten üblicherweise Relais (maximal 27 V, maximal 50 mA, Relaisparalleldioden erforderlich).

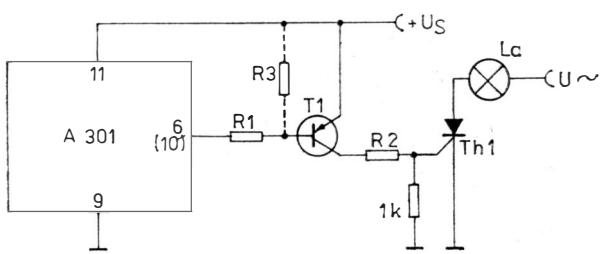


Bild 2.15 Ansteuerung eines Thyristors mit *A 301*;
T 1 — pnp-Si (ersatzweise pnp-Ge), $\beta > 30$, $U_{CEO} > Us$;
R 1 — $\approx 10 \cdot R\,2$, $\frac{Us}{R\,1} < 50$ mA;
R 2 = $\frac{(Us - 2\,V)}{I_G}$ $I_G \triangleq$ Thyristorzündstrombedarf;
Th 1 — nach Last (La) und U ~;
R 3 — ≈ 470 Ω ... 1 kΩ (nur, wenn T 1 Ge-Typ)

Eine Lastschaltung kann jedoch auch kontaktlos mit Thyristoren vorgenommen werden. Bild 2.15 zeigt dafür das Prinzip.

Der Lastkreis ist mit Th 1 und Lampe La lediglich symbolisch angedeutet (zur Schaltungstechnik von Thyristoren s. [4]). Sobald Ausgang Q (6 oder 10) der *A 301* L-Pegel annimmt (Ausgangstransistor durchgesteuert), öffnet zugleich T 1, dessen Kollektorstrom Th 1 zündet. Der Zündstrom wird dabei von + Us der *A 301* geliefert. Us und die gesamte eingangsseitige Beschaltung der *A 301* können wie sonst üblich gewählt werden (nicht eingezeichnet); T 1 muß entsprechend + Us ausgelegt sein und ist im übrigen unkritisch (bei Verwendung eines Ge-Typs R 3 vorsehen). Bemessungsrichtlinien für R 1, R 2 sind in Bild 2.15 mit angegeben (abhängig vom erforderlichen Thyristorzündstrom). Zu beachten ist, daß ein gezündeter Thyristor, falls er mit Gleichspannung betrieben wird, nach Aufhören des Zündstroms nicht von selbst abschaltet. Man kann dann Halbwellenbetrieb anwenden (U~ in Bild 2.15 deutet das an; Th 1 wirkt dabei zugleich als Einweggleichrichter, weshalb La für eine Nennspannung $= \frac{U\sim}{2}$ zu bemessen ist; andere Varianten s. [4]). Läßt sich das nicht ermöglichen (Last bei La benötigt Gleichstrom), so kann die (ebenfalls in [4] näher erläuterte) Schaltung mit Löschthyristor angewendet werden (Bild 2.16). Dem kommt entgegen, daß die *A 301* über zwei gegenphasig schaltende Ausgänge verfügt. Das Prinzip für jeden Einzelthyristor entspricht zunächst Bild 2.15. Angenommen sei, daß Th 1 durchgesteuert und Last La 1 (Lampe nur symbolisch zu verstehen) angeschaltet ist, über Th 1, C 1, La 2 wird C 1 geladen (Th 2 sperrt). Sobald die *A 301* umschaltet, sperrt T 1a, es wird T 1b leitend und damit Th 2 gezündet. Der am rechten Pol positiv geladene C 1 liegt jetzt mit diesem Pol über Th 2 an Masse, womit die an C 1 stehende Spannung mit negativer Polarität an der Anode Th 1 auftritt. Th 1 sperrt daraufhin sofort. Damit ist La 1 abgeschaltet und La 2 eingeschaltet, C 1 wird über Th 2 und La 1 wieder aufgeladen, jetzt mit umgekehrter Polarität (deshalb läßt sich für C 1 kein Elektrolytkondensator verwenden). Sobald später Th 1 zündet, liegen die geschilderten Verhältnisse im umgekehrter Richtung vor, Th 2 wird mit Zünden des Th 1 gesperrt. Die Dimensionierung von

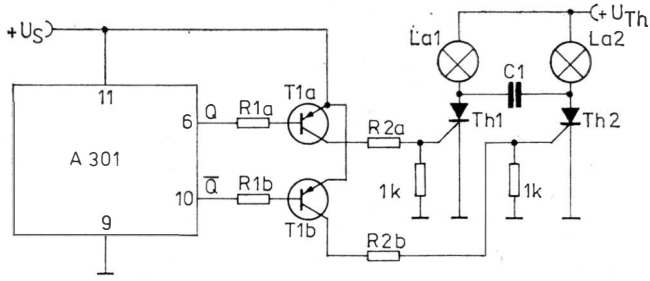


Bild 2.16 Wechselseitige Lastabschaltung zweier Thyristoren;
R 1a, b wie R 1 } in Bild 2.15;
R 2a, b wie R 2 }
T 1a, b wie T 1
Th 1, Th 2 ≙ Last (La) und U_{Th};
C 1 — vergleiche Text ($\approx 0{,}1 \ldots 2\ \mu F, \geq U_{Th}$, kein Elektrolytkondensator!)

C 1 ist in [4] näher behandelt. Sie hängt von $+ U_{Th}$, den Lastwiderständen bei La 1, La 2 und den Thyristorschaltzeiten ab. Die Zeitkonstante $R_{La1} \cdot C\,1$ bzw. $R_{La2} \cdot C\,1$ (einzusetzen ist der niedrigere der beiden La-Widerstände) soll wenigstens das Dreifache der Thyristorfreiwerdezeit (aus Datenblättern zu ersehen) betragen. Der Amateur kann C 1 einfacher durch Versuch dimensionieren; für Kleinthyristoren (Typen bis 3 ... 6 A) ergeben sich Werte von 0,1 ... 2 µF. C 1 muß ein für mindestens $+ U_{Th}$ bemessener Foliekondensator sein. Ist nur eine Last (z. B. La 1) zu schalten, so kann der nichtbenötigte Zweig (La 2) so hochohmig ausgelegt werden, daß der durch La fließende Strom unter dem Haltestrom des Thyristors liegt [4]. Th 2 hat dann nur Löschfunktion für Th 1, sperrt danach selbst ebenfalls (wegen Unterschreitung des Haltestroms, sobald C 1 umgeladen), so daß im Aus-Zustand beide Thyristoren stromlos sind und bei U_{Th} kein Stromfluß auftritt.

2.7. Ausgangssignalübertragung über die Speisezuleitung

Wird die *A 301* für Meldezwecke benutzt (typisches Beispiel ist der Annäherungsschalter mit Oszillator), so ordnet man sie dicht beim zu kontrollierenden Ort an. Vom Ort der Signal-

auswertung her müssen ihr + Us und Masse zugeführt werden, außerdem ist das Ausgangssignal (Q-Ausgang) zurückzuführen, so daß man mindestens 3 Leitungsadern je Schaltkreis benötigt. Bei mehreren Meldeorten stört die dann hohe Adernzahl, bzw. gelegentlich wird gefordert, daß mit 2adriger Leitung auszukommen ist. Das gelingt mit der Schaltung nach Bild 2.17. Die *A 301* kann eingangsseitig beliebig beschaltet sein, Voraussetzung ist lediglich ein freier (nicht anderweitig benötigter) Q-Ausgang (6 oder 10). Die IS mit ihren Fühlerorganen (Induktionsschleife, Fototransistor o. ä.) ist am Fühlerort angeordnet, mit einem Ballastwiderstand R 1 versehen (Bemessung s. Bild 2.17) und über 2adrige Leitung A, B mit dem Auswertungsort verbunden, an dem sich auch die zentrale Speisespannungsversorgung (+ Us, — Us) befindet. Us sollte für diese Anwendung auf ± 15% des Sollwerts konstantgehalten werden, den Sollwert kann man im Bereich 8 ... 25 V wählen. Am Auswerteort ist die Zusatzschaltung mit T 1, D 1, D 2 vorhanden. Sie kann — wenn z. B. für Kontroll- und Überwachungszwecke

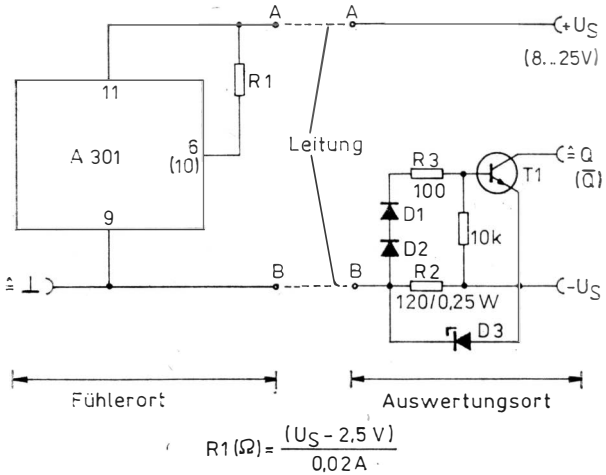


Bild 2.17 Ausgangssignalübertragung über die Speiseleitung;
D 1, D 2 — *SAY 12 ... SAY 32* o. ä.:
D 3 — Z-Diode *SZ 600/5,1* (nur, wenn bei A, B mehrere *A 301* parallel;
T 1 — *SF 127 D* o. ä. (0,6 W, $\beta > 200$)

mehrere *A-301*-Melder verwendet werden — allen *A 301* gemeinsam sein. An Leitung A, B lassen sich maximal 5 ... 6 *A 301* parallel betreiben, wobei die Auswerteschaltung mit T 1 anspricht, wenn mindestens eine *A 301* ein L-Signal an ihrem Ausgang abgibt. D 3 ist nur erforderlich, wenn mehrere *A 301* parallel arbeiten.

Einige Bemerkungen zur Wirkungsweise. Im Normalfall ist an der *A 301* der Ausgang hochohmig [H-Pegel — je nach Aufgabe der *A 301* wählt man den entsprechenden Ausgang (6) oder (10) —], R 1 führt keinen Strom. Über R 2 fließt nur der normale Betriebsstrom der *A 301* (R 2 ist in diesem Fall für Betrieb einer *A 301* bemessen und muß bei Parallelbetrieb mehrerer *A 301* an A, B verringert werden, ggf. dann auch R 1 auf die Hälfte reduzieren). Der normale Betriebsstrom erzeugt an R 2 einen Spannungsabfall, der nicht ausreicht, die Summe der Schwellenspannungen D 1, D 2, T 1 (Basis-Emitter) von etwa 2,1 V zu überschreiten. T 1 ist daher gesperrt, sein Kollektor simuliert den Ausgang der *A 301*. Sobald die *A 301* anspricht, schaltet R 1 ein, womit der Stromfluß über R 2 so weit ansteigt (von zuvor 9 ... 12 mA auf mehr als 25 mA), daß über D 1, D 2 T 1 angesteuert wird. Sein Kollektor geht daher zusammen mit dem IS-Ausgang ebenfalls nach L-Pegel (T 1 steuert durch). Die gleichzeitig an der *A 301* um wenige Volt absinkende Speisespannung hat auf den Schaltkreis keine Auswirkungen. Schaltet die *A 301* zurück, so sperrt auch T 1 wieder. In der für R 1 angegebenen Gleichung ist für Us der minimal vorkommende Betriebswert einzusetzen. D 3 verhindert ein Unterschreiten der minimalen Schaltkreisbetriebsspannung, falls mehrere *A 301* zugleich ansprechen. Diese Schaltung kann zur Leitungseinsparung u. a. zusammen mit allen in diesem Band gezeigten *A-301*-Schaltbeispielen verwendet werden.

2.8. Anwendungsbeispiele

2.8.1. Initiatoranwendungen

Diese Anwendungen umfassen alle mit LC-Schwingkreis arbeitenden, dem originalen Bestimmungszweck der *A 301* entsprechenden Fälle. Die Aufgabe besteht stets darin, die Annäherung

eines metallisch leitenden Objekts an die Sensorspule Ls in ein Schaltsignal umzusetzen.

2.8.1.1. Annäherungsschalter für kleine Abstände

Anwendungsfälle mit kurzer Distanz sind beispielsweise Endlagenschalter an Maschinenteilen, Zählschaltungen für einzelne kleine Metallobjekte (die z. B. in einer Rinne dicht über Ls hinweggleiten), kontaktlose Taster und Schalter (ein der Spule genähertes Betätigungsblech löst die Schaltung aus) oder Aufnehmer für Drehzahlmesser oder rotierende Teile (wobei das Metall-„Objekt" vor Ls z. B. der Einzelflügel eines kleinen Flügelrads oder der Zahn eines Zahnradkranzes ist) und vergleichbare Fälle. Dazu wurde in Abschnitt 2.3. schon das Notwendige gesagt. In Frage kommen für Ls bei diesen Anwendungen kleine, halbgeschlossene Spulenformen gemäß Bild 2.11a. Die zu registrierenden Objekte gleiten in wenigen Millimetern Abstand entweder quer an der Spule vorbei oder in achsialer Richtung auf diese zu bzw. von ihr weg. Günstige Schwingfrequenzen dafür liegen bei 50 ... 150 kHz. Derartige Anordnungen eignen sich auch für Zwecke, bei denen berührungslos geschaltet werden soll. In den zuletzt genannten Fällen läßt sich übrigens mit extrem groß bemessenem C 12 an der *A 301* der Schaltvorgang so stark verzögern, daß die Meldung erst nach einigen Sekunden erfolgt. An Fließbändern, die über Ls hinweggleiten, kann eine solche Verzögerung dazu dienen, kleine Gegenstände (die Ls nur kurzzeitig bedämpfen) von größeren (längere Durchlaufzeit und Bedämpfung bei Ls) zu unterscheiden und nur letztere zu registrieren. Die Spulengröße (Größe der Wirkfläche von Ls) soll etwa der der zu erfassenden Objekte entsprechen bzw. etwas kleiner sein. Spulengrößen von wenigen Millimetern Durchmesser lassen sich realisieren.

2.8.1.2. Annäherungsschalter für mittlere Abstände

Beispiele für mittlere Abstände sind: Metallsucher zum Verfolgen von unter Putz verlegten Rohrleitungen, Registrieren von Objekten, deren genaue Position sich (z. B. auf einem

Fließband) nicht vorherbestimmen läßt und vergleichbare Fälle. Auch dazu wurden in Abschnitt 2.3. bereits Hinweise und Anhaltswerte gegeben. Man arbeitet dabei mit offenen Spulenformen (Bild 2.11b) oder eventuell mit Luftspulen (Bild 2.11c). Eine Luftspule kann z. B. als Rahmenspule ein Fließband völlig umfassen; mit Luftspulen lassen sich hindurchfallende metallische Objekte zählen u. ä. Günstige Frequenzen liegen bei 2 ... 30 kHz. Man wird je nach Anwendung um die empirische Ermittlung der günstigsten Spulenformen, Windungszahlen und Schwingkreiswerte nicht herumkommen. Mit Stabkernen (Ferritstäbe) nach Bild 2.11b sind Entfernungen (je nach Objektgröße) bis maximal etwa 10 cm sicher zu beherrschen; die maximale Reichweite tritt in diesem Fall quer zur Spulenachse auf (Objektführung parallel zur Längsachse des Stabes ist also am günstigsten). Auf die mögliche Realisierbarkeit sehr großer Luftspulendurchmesser (Formen nach Bild 2.11c mit von der Spule eingeschlossener Fläche in der Größenordnung 1 m^2 und mehr), beispielsweise zur Registrierung von Fahrzeugen, wurde in Abschnitt 2.3. bereits hingewiesen. Nach diesem Prinzip sind Garagentoröffner und Verkehrssteuereinrichtungen denkbar. In solchen Fällen wird die Spule aus ringförmig verlegtem vieladrigem Fernmeldekabel (eventuell abgeschirmt, Abschirmung als 1 Windung mitbenutzen und an Stift 4 der *A 301* anschließen) gebildet, dessen Enden in einem Punkt zusammenlaufen, an dem die einzelnen Adern sinnrichtig in Serie geschaltet werden. Etwaige Rohre zum Verlegen des Kabels müssen elektrisch nichtleitend sein. Derartige Induktionsschleifen reagieren auf genügend große Objekte (in diesem Fall hilft nur der Versuch) innerhalb der gesamten umschlossenen Fläche und in geringem Abstand auch außerhalb dieser. Die maximale Ansprechhöhe über der Spulenfläche (Objektabstand in Richtung Spulenachse) ist sehr unterschiedlich; näherungsweise kann mit dem 0,5fachen Abstand des kleinsten Spulendurchmessers (bei Kreisspule also etwa dem Radius) gerechnet werden. Die Objekte müssen sich also keineswegs in der Spulenebene befinden. Derartige Anordnungen können bei genügend großer Spule z. B. auch durch Mauerwerk hindurch wirken, hinter Wänden oder unter Betonfußböden angeordnet sein. In solchen Fällen lohnen ausgiebige Vorversuche mit unterschiedlich großen Spulenflächen und Formen sowie variierten Windungsanzahlen und Schwing-

kreisdaten (Cs zusammen mit Ls optimieren). Cs-Werte von 2 ... 3 nF sollen bei diesen Anwendungen nicht unterschritten werden, dagegen können sich durchaus Cs-Werte von 50 ... 100 nF und mehr als zweckmäßig erweisen. Eine betriebssichere Dimensionierung liegt vor, wenn sich Rm des Oszillators (Bild 2.1) in einem Wertbereich von 5 ... 25 kΩ einstellt und sich dieser Wert ohne Aussetzen des Oszillators um mindestens ± 15% ändern läßt; der endgültige Rm-Wert liegt in der Mitte dieses Stellbereichs. Ist der Variationsbereich für Rm geringer (Einstellung schon kritisch), so sinkt die Betriebszuverlässigkeit (insbesondere kann das Wiederanschwingen des Oszillators mitunter ausbleiben), jedoch lassen sich dann besonders große Reichweiten erreichen, oder die Schaltung spricht auf besonders kleine Objekte an. In Grenzfällen wird man also Kompromisse schließen müssen; denn für derartige Reichweiten und Spulengrößen ist die *A 301* ursprünglich nicht konzipiert.

2.8.1.3. Die *A 301* in Modelleisenbahnanlagen

Ein Anwendungsbeispiel für großflächige Annäherungsschalter ist der Einsatz der *A 301* in Modellbahnanlagen. Dort benötigt man in großer Anzahl Gleiskontakte (Schienenkontakte), die bei Überfahrt eines Fahrzeugs (meist der Lokomotive) einen Schaltvorgang auslösen. Im einzelnen kann auf das inzwischen sehr umfangreiche Gebiet der Modellbahnelektronik nicht eingegangen werden [8]. Die Gleiskontakte sind aber gerade die für die Gesamtfunktion entscheidend wichtigen und gleichzeitig mit Abstand unzuverlässigsten Organe einer Modellbahnsteuerung. Hier bietet sich eine kontaktlose Fahrzeugerfassung mit der *A 301* an. Für sehr ortsgenaue Erfassung eines Fahrzeugs kommen kleine Spulenformen in Frage (Bild 2.11a, auch kleine Zylinderspulenkörper nach Bild 2.11b unter oder neben dem Gleis angeordnet). Ebenfalls geeignet sind Ferritstabspulen, Stabachse parallel zur Gleisrichtung, unter oder neben dem Gleis (in Dekorationsteilen verborgen) angeordnet. Diese Anwendungsfälle bieten insoweit keine Besonderheiten. Die Q-Ausgänge der *A 301* ersetzen die bisherigen Gleiskontakte in Elektroniksteuerungen, womit zugleich das sonst sehr störende extrem starke „Kontaktprellen" mechanischer Gleiskontakte (unsichere

Kontaktgabe der Fahrzeugräder) unterbunden wird. Interessant ist jedoch eine großflächige Spulenausführung nach Bild 2.11c (oben), die sich zum Erfassen ganzer Gleisabschnitte und damit als „Blockbelegungsmelder" sowie Überwachungsschaltung für verdeckte, schlecht einsehbare Gleisabschnitte (Tunnelstrecken) eignet und dort einzelne „verlorene" und an nicht vorherbestimmbarer Stelle stehengebliebene Wagen registriert. Die elektrische Erfassung über die Gleiszuleitung war bisher nicht möglich, weil Modellbahnwagen (abgesehen von Lokomotive und beleuchteten Wagen) meist isolierende Radsätze haben. Deshalb wurde die Eignung der *A 301* für diesen Fall näher untersucht. Bild 2.18 zeigt eine betriebssichere Anordnung. Beim Versuchsmuster wurden unmittelbar unter dem Gleiskörper etwa 50 Wdg. ausreichend dünnen Spulendrahts in der angedeuteten langgestreckten Form verlegt. Der kleine Spulendurchmesser entspricht etwa der Schwellenbreite des Gleises (im Versuch wurden ≈ 6 cm gewählt), der große Durchmesser der zu überwachenden Gleislänge (im Versuch zwischen 10 ... 40 cm variiert; größere Längen sind möglich). Es zeigte sich dabei, daß

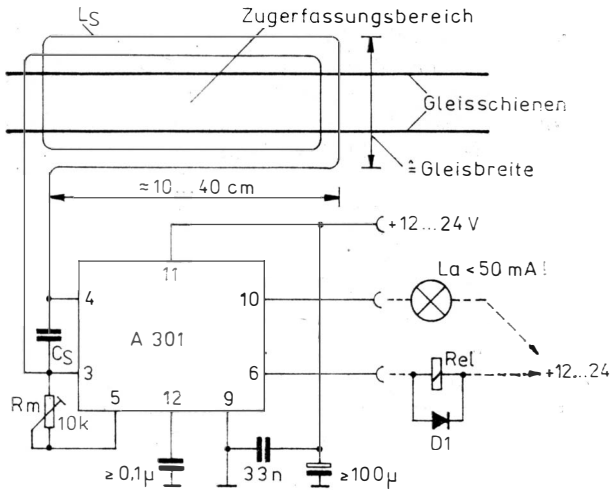


Bild 2.18 *A 301* als Modellbahnfahrzeugmelder;
Ls ≈ 40 ... 80 Wdg., ≈ 0,1 ... 0,3-mm-CuL, nach Versuch;
Cs = 10 ... 22 nF, nach Versuch mit Ls optimieren

die beiden im Spulenbereich verlaufenden Metallschienen die Funktion nicht beeinträchtigten (sie gehen aber in den Rm-Abgleich ein). Andere Metallteile (Weichen, Signale u. ä.) sollten sich jedoch nicht innerhalb der Spulenfläche befinden (außerhalb stören sie kaum). Die *A 301* kann entweder direkt bei Ls und dem Gleisabschnitt angeordnet oder mit Ls über 1 ... 2 m Abschirmkabel verbunden werden (Diodenkabel, Abschirmung an Stift 4 der IS). Die Speisung nimmt man mit aus der ohnehin für Signale usw. vorhandenen Bahngleichspannung vor, an deren Siebung keine sehr großen Ansprüche zu stellen sind. Rm wird so abgeglichen, daß die Schaltung bei einem einzelnen im Erfassungsbereich vorhandenen Fahrzeug bereits sicher anspricht. Es zeigte sich, daß selbst bei vollständig aus Plast bestehenden (imitierten) Fahrzeugen ein Blechstück der Größe $\approx$ 1 cm $\times$ 1,5 cm in einer Höhe von 2 ... 3 cm über Schienenoberkante zum sicheren Auslösen genügt. Fahrzeuge, die nicht genügend Metallbestandteile enthalten, können daher ohne weiteres mit einem Alufoliestück am Wagenboden präpariert werden. Je nach Länge des Erfassungsbereichs hat Ls 40 ... 80 Wdg. (bei größerer Gleislänge sind weniger Windungen erforderlich); Cs ergab sich im Versuch (mit Ls = 50 Wdg.) mit 15 nF als optimaler Wert; die Schwingfrequenz betrug dabei etwa 35 kHz, für Rm wurden $\approx$ 7 kΩ ermittelt. Der Grenzwert für stabiles Arbeiten bei maximaler Empfindlichkeit (die hier kaum benötigt wird) ergab sich im gleichen Versuch mit Cs = 3,3 nF, Rm $\approx$ 12 kΩ (Einstellbereich schon kritisch), f $\approx$ 80 kHz. Günstige Frequenzen für diese Anwendung sind 15 ... 60 kHz. Cs sollte möglichst im Bereich 10 ... 22 nF liegen. Rm wird so eingestellt, daß die Anordnung bei in die Ls-Schleife einfahrendem Fahrzeug gerade zuverlässig einschaltet und nach Verlassen ohne Zeitverzögerung wieder ausschaltet. Der Kondensator an Stift 12 (C 12) ist mit 0,1 μF ausreichend bemessen: beim Auftreten von Störspitzen (falls Ls über längere Zuleitung angeschlossen wird) kann er bis auf 1 ... 2 μF vergrößert werden. Die Ausgangsbeschaltung (6), (10) ist in Bild 2.18 nur symbolisch angedeutet und wird nach Bedarf entsprechend den Folgeorganen gewählt (s. dazu auch Bild 2.5). Die Spulenschleife Ls kann im übrigen auch quer unter mehrere parallele Gleise gelegt werden; mit einem Melder lassen sich dann mehrere Gleise (z. B. Drehscheibenzufahrten) gemeinsam erfassen.

Eine Variante mit Ferritstab nach Bild 2.11b (Originalmittelwellenantennenwicklung auf Ferritstab 8 mm × 100 mm, nicht besonders optimiert) ergab im Modellbahntest mit Cs = 3,3 nF, Rm ≈ 25 kΩ, f ≈ 180 kHz – parallel zur Gleisrichtung neben dem Gleis angeordnet – bei Metallobjekten der Flächengröße 1 cm × 1,5 cm sicheres Ansprechen auf 1 ... 2 cm seitlichem Abstand zum Ferritstab über dessen ganze Länge. Bei Induktionsschleifen in der Anordnung nach Bild 2.18 sollte ein Länge/Breite-Verhältnis von 10 ... 12:1 nicht überschritten werden; bei großen Zugerfassungslängen muß man die Schleife daher u. U. etwas breiter als den Gleiskörper auslegen, da andernfalls die Ansprechempfindlichkeit merklich abnimmt.

Eine voraussichtlich sehr aussichtsreiche Variante wurde vom Verfasser noch nicht erprobt, sei aber dem Modellbahner empfohlen. Es erscheint möglich, eine Ls-Spulenform nach Bild 2.11a oder Bild 2.11b (Kernlänge dann nur 10 ... 20 mm) so neben dem Fahrzeug anzuordnen, daß das Fahrzeug selbst zunächst noch kein Auslösen bewirkt (Ls-Abstand justieren, Rm-Abgleich). Das Fahrzeug kann jetzt einen geeignet (unter Wagenboden oder bei Plastgehäuse im Wageninnern) montierten passiven Resonanzkreis mitführen, der aus einem gleichen oder wenig kleineren Gegenstück zu Ls und einem Parallelkondensator besteht. Der Resonanzkreis wird auf die Oszillatorfrequenz abgeglichen und bedämpft dann Ls des Annäherungsschalters so stark, daß dieser schaltet. Werden mehrere Fahrzeuge mit Resonanzkreisen unterschiedlicher Frequenz und mehrere Annäherungsschalter entsprechend unterschiedlicher Frequenz benutzt, so läßt sich eine vollelektronische „Zugerkennung" realisieren. Jeder Annäherungsschalter reagiert dann nur auf die Fahrzeuge, die mit einem seiner Frequenz entsprechenden Resonanzkreis ausgerüstet sind. Dieses Verfahren hat vor allem folgende Vorteile: Der Resonanzkreis im Fahrzeug benötigt weder Stromzuführung noch sonstige äußere Verbindungen. Im übrigen bietet die Kleinheit der *A 301* und ihrer wenigen zugehörigen Bauelemente die Möglichkeit, die gesamte Einrichtung in den Zug zu verlegen (Speisung mit von Fahr- oder Zugbeleuchtungsspannung) und die *A 301* direkt auf den Lokantrieb wirken zu lassen. Auf diese Weise ließe sich eine echte vorbildgetreue induktive Zugbeeinflussung (Zug hält beim Überfahren eines eingeschalteten passiven Resonanzkreises an) realisieren.

Dieses Prinzip ist im übrigen nicht auf den Modellbahnbereich beschränkt; Anwendungen z. B. bei Werksbahnen sind denkbar.

2.8.1.4. Windungsschlußprüfer

Zum Prüfen von Transformatorwicklungen auf Windungsschluß eignet sich die Schaltung nach Bild 2.19, deren Funktion keiner näheren Erläuterung mehr bedarf. Ls wird als Ferritstab mit den in Bild 2.19 angegebenen Daten und einer am Stabende konzentrierten Spule (Bild 2.11b, unten) ausgeführt. R 1 gleicht man so ab, daß der Oszillator gerade anschwingt (LED leuchtet). Wird das unbewickelte Ferritstabende von Ls in die zu prüfende Spule oder Wicklung statt des Kerns eingeführt, so leuchtet LED weiterhin, wenn die Wicklung einwandfrei ist. Bei Windungsschluß wird Ls bedämpft, der Oszillator setzt aus, LED verlischt und zeigt den Fehler an. Für diese Anwendung empfiehlt sich eine relativ niedrige Schwingfrequenz von 1 ... 3 kHz. Bei genauem R-1-Abgleich zeigt dieses Gerät selbst in Transformatorwicklungen der Kerngröße M 102 noch Windungsschlüsse von 1 ... 2 Wdg. an.

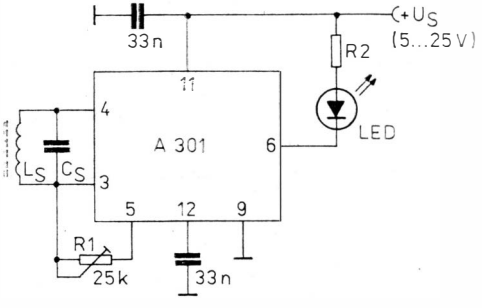
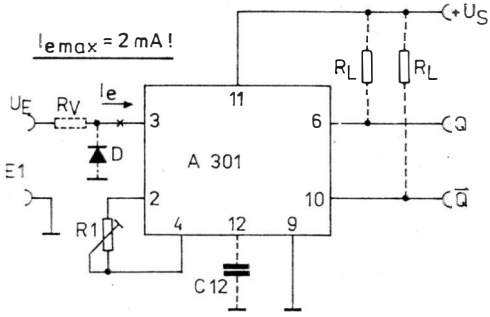


Bild 2.19 Windungsschlußprüfer;
Ls ≈ 1200 Wdg., 0,1-mm-CuL (≈ 100 mH) auf Ferritstab 8 × 125, Manifer 360 o. ä.;
Cs = 33 ... 47 nF (f ≈ 2 kHz);

$$R\,2 = \frac{(Us - 1{,}6\ V)}{0{,}015\ A}\text{, R in } \Omega\text{, U in V}$$

2.8.2. Die *A 301* als Schwellwertschalter

Die folgenden Abschnitte zeigen Anwendungsmöglichkeiten der *A 301* ohne Oszillator (ohne Bauelemente Ls, Cs, Rm). Der Verstärker der *A 301* kann über Eingang E 1 (3) als Gleichstromverstärker betrieben werden. Zusammen mit dem nachfolgenden Trigger (nebst seiner Schaltverzögerungsmöglichkeit mit C 12) und den Ausgangsschaltstufen lassen sich daher mit der *A 301* viele im Prinzip bekannte Anwendungen, die bisher „klassisch" mit diskreten Transistoren ausgeführt wurden, ersetzen und z. T. sehr vereinfachen. Auch dabei kommt die interne Stabilisierung der unkomplizierten Anwendung wieder sehr entgegen. Bild 2.20 zeigt die für diese Anwendungen interessierenden



E1 (ohne R_V; D):

ohne R1: $U_{E\,min} \approx 0{,}65$ V; $I_{e\,min} \approx 10\,\mu A$

mit R1 = 1 kΩ: U_E(ein) ≈ 0,85 V; U_E(aus) ≈ 0,75 V

Bild 2.20 *A 301* als Schwellwertschaltverstärker (allgemeine Daten);
R 1 — 680 Ω ... 3 kΩ oder Festwert 1 kΩ (bzw. R 1 entfällt), Hysterese (R 1 ≈ 1 kΩ) ≈ 0,1 V;
R_L — nach Bedarf ≙ Us ($I_{RL} \leqq 50$ mA), für TTL-Folgestufen $R_L \approx 1 \ldots 5$ kΩ;
Rv — bei Bedarf, ≈ 10 ... 300 kΩ, ≙ $U_{E\,max}$ für Ie ≦ 2 mA;
D — mit Rv oder wenn — $U_E \geqq -0{,}7$ V möglich, *SAY 12 ... SAY 32* o. ä.;
C_{12} — bei Bedarf (Schaltverzögerung), vergleiche Text

Daten und Anschlüsse in allgemeiner Form. Im einfachsten Fall ist keinerlei Außenbeschaltung mit Bauelementen notwendig. R 1 — der dem Eingangsverstärker *Schmitt*-Trigger-Verhalten verleiht — kann oftmals entfallen; um in jedem Fall Schwingneigung des Verstärkers zu vermeiden, läßt sich R 1 als Restwert mit 1 kΩ einsetzen. Mit R 1 kann die Hysterese des Eingangsverstärkers — die größenordnungsmäßig 0,1 V mit R 1 = 1 kΩ beträgt — in geringen Grenzen geändert werden. Die Ausgangslasten R_L sind nach Bedarf Relais oder andere Ausgabeorgane. Für Übergang auf TTL-Gattereingänge wird R_L mit 1 ... 5 kΩ vorgesehen; Us kann in diesem Fall die TTL-Betriebsspannung sein. Ist Us der *A 301* höher, legt man R_L nach + 5 V der TTL-Speisespannung statt nach Us. C 12 wird nach Bedarf vorgesehen, um z. B. kurze Störspannungsspitzen am Eingang E 1 zu unterdrücken. Richtwerte für die Bemessung von C 12 sind aus den in Abschnitt 2.2. angegebenen Kenndaten zu ersehen. Zu beachten ist die Überlastungsgefahr des Eingangs E 1 (Stift 3). Es empfiehlt sich — wenn nicht schon durch die Beschaffenheit der E 1 speisenden Quelle garantiert — eine Strombegrenzung mit Vorwiderstand Rv und — falls negative Eingangsspannungen auftreten können — mit Diode D. Rv bemißt man so, daß bei der höchsten zu erwartenden Eingangsspannung ein Eingangsstrom Ie von 2 mA nicht überschritten wird. Die Eingangsdaten an E 1 (ohne Berücksichtigung von Rv) sind vom IS-Exemplar abhängig, jedoch unabhängig von Us und werden von der Umgebungstemperatur nur sehr wenig beeinflußt. Die Umgebungstemperaturabhängigkeit wird durch R 1 weiter verringert. Typische Mittelwerte sind in Bild 2.20 eingerahmt angegeben. Je nach Schaltkreisexemplar können bereits Eingangsströme Ie von 1 ... 2 µA und z. T. weniger zum sicheren Schalten ausreichen. Damit erreicht die *A 301* zwar nicht die erheblich höhere Eingangsstromempfindlichkeit der zuvor beschriebenen *A 902*, ist dieser jedoch bezüglich der Unabhängigkeit von Us und niedrigeren Eingangsschwellenspannung überlegen. Wegen der an Stift 13 verfügbaren konstanten Spannung U_{13} (in Bild 2.20 nicht eingezeichnet) gilt das u. U. auch für dem Eingang E 1 vorgeschaltete Bauelemente.

Eine weitere Möglichkeit bietet sich (unabhängig davon, ob C 12 vorgesehen oder weggelassen wird) über Stift 12: Über diesen Eingang läßt sich der Trigger blockieren, d. h., die Q-

Ausgänge reagieren dann auf das bei E 1 anstehende Signal nicht mehr, wenn bei (12) ein entsprechendes Steuersignal anliegt. Das wird im folgenden Abschnitt bei Bild 2.21 noch an Beispielen gezeigt.

2.8.2.1. Lichtschranken und Dämmerungsschalter

Bild 2.21a zeigt die Grundschaltung für einen schnell reagierenden, empfindlichen Lichtschrankenempfänger mit Fototransistor FT. Mit R 2 wird die Ansprechschwelle je nach gegebener FT-Beleuchtungsstärke eingestellt. Für maximal mögliche Lichtempfindlichkeit können R 1 und eventuell auch R 2 entfallen. Die Funktion bedarf keiner näheren Erläuterung. Lichteinfall auf FT ergibt H-Pegel an Eingang E 1 (3), siehe dazu Bild 2.5; je nach gewünschter Zuordnung wird Ausgang Q oder $\overline{Q}$ benutzt. Relais Rel mit D 2 kann unmittelbar angeschlossen werden. Insgesamt ist die *A 301* für derartige Anwendungen gut geeignet. FT wird von der stabilisierten Spannung U_{13} gespeist, dadurch erfolgt eine weitgehende Kompensation des Temperaturgangs von

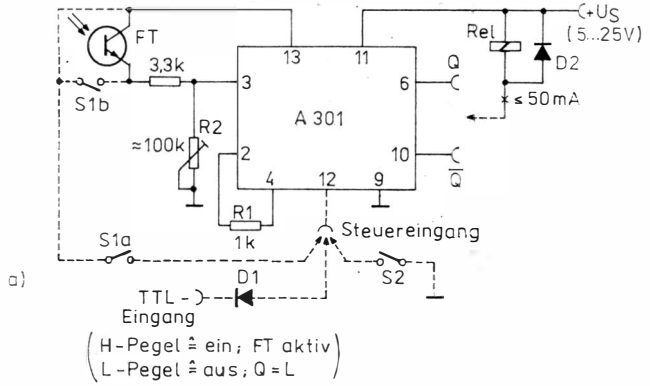


Bild 2.21a *A 301* als Lichtschrankenempfänger. Punktiert gezeichnete Blockierungsmöglichkeiten siehe Text;
FT — *SP 201, KP 101* o. ä. Fototransistor;
D 1 — *SAY 12 ... SAY 32* o. ä.;
D 2 — beliebig, $U_{sp} > Us$;
R 2 — Empfindlichkeit (Schaltschwelle)

FT, sofern dieser und die IS stets annähernd gleiche Temperatur haben; siehe dazu Bild 2.9. In Bild 2.21a sind punktiert mehrere Möglichkeiten zur Steuerung (Blockierung) des Lichtempfängers angedeutet. Wird (12) über S 2 an Masse gelegt, so blockiert die IS im Zustand Q = L, was permanentem Dunkelzustand des FT entspricht. Der umgekehrte Fall läßt sich mit S 1 erreichen. Je nach Gegebenheiten kann *entweder* S 1a *oder* S 1b verwendet werden. S 1 (a oder b) geschlossen bewirkt eine Blockierung im Zustand Q = H (entspricht beleuchtetem FT). Schließlich läßt sich eine Blockierung auch durch einen TTL-Signalpegel (TTL-Gatterausgang) beliebiger Herkunft und Bedeutung über den TTL-Eingang und D 1 erreichen. Statt S 2 kann auch die Kollektor-Emitter-Strecke eines (beliebig ansteuerbaren) Schalttransistors (*SF 216* o. ä. Typ, unkritisch) vorhanden sein. Alle angegebenen Möglichkeiten lassen sich auch dann anwenden, wenn an (12) ein C 12 zum Zweck einer Schaltträgheit vorhanden ist (s. Bild 2.20).

Falls Lichtunterbrechung an FT nur sehr kurz auftritt, würde ein bei Q angeschlossenes Relais nicht schnell genug reagieren können. Für diesen Fall kann die Lichtschranke nach Bild 2.21b zu einem Monoflop erweitert werden. Meist liegt eine ständige Beleuchtung von FT vor, wobei im Signalfall der FT extrem kurz abgeschattet wird (schnellbewegtes Objekt im Lichtstrahl). Für Relais Rel steht jetzt nur Anschluß 10 zur Verfügung. Das Relais fällt bei Lichtunterbrechung für eine mit C 1 festlegbare Zeitspanne ab. Es zieht erst wieder an nach Ablauf der Zeit tv bzw. danach bei Lichtwiederkehr. tv ergibt sich nach der in Bild 2.21b genannten Beziehung; R 3 hat auf tv nur geringen Einfluß, er kann in den angegebenen Wertgrenzen zu eventuellem Feinabgleich der Haltezeit tv benutzt werden (sonst Festwert 100 ... 160 kΩ). Mit C 1 = 100 µF läßt sich eine Relaishaltezeit von etwa 2,5 s erreichen, maximal zu realisieren sind 50 ... 60 s. Das Relais reagiert mit Sicherheit, wenn FT mindestens 2 ... 3 µs lang abgedunkelt ist; die Schaltung reagiert also auch auf extrem schnellbewegte Objekte. Mit R 2 erfolgt Schwellwertabgleich für FT (Lichtstärke). C 2 verhindert Fehlauslösungen durch äußere Störimpulse. Die Zuleitung von (3) nach FT sollte aus gleichem Grund mit Abschirmkabel ausgeführt werden.

Der in Bild 2.21b gezeigte Monoflop kann auch ohne FT für

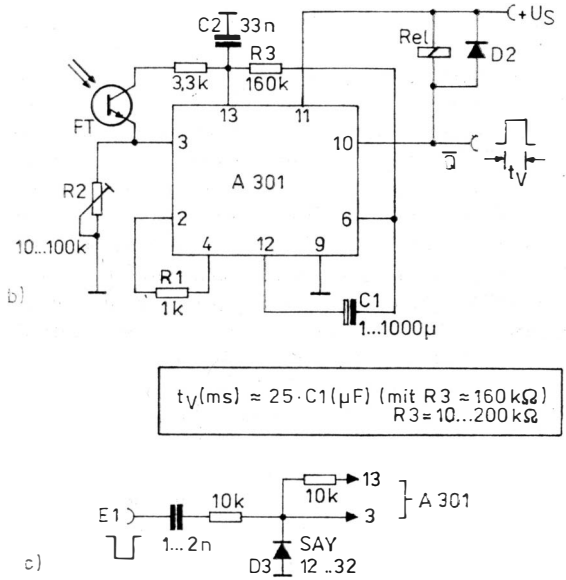


Bild 2.21b Lichtschrankenempfänger mit Monoflopverhalten zur Zeitverlängerung kurzer Auslöseimpulse

Bild 2.21c Eingangsbeschaltung als Monoflop für allgemeine Zwecke ohne Lichtempfänger (zu Bild 2.21b). Statt E1 ließ E_T

allgemeine Anwendungen benutzt werden, FT und R 2 entfallen dabei. Der Eingang wird nach Bild 2.21c beschaltet. Der Eingangs-Triggerimpuls an E_T muß mindestens etwa 1 µs breit sein; seine HL-Flanke löst den Monoflop aus (Rel in der Schaltung nach Bild 2.21b fällt ab). Die Zeitdauer des Triggerimpulses an E_T ist nach höheren Werten unbegrenzt und hat keinen Einfluß auf die Haltezeit tv.

Für Schutz- und Sicherungslichtschranken wird häufig eine Selbsthaltung gefordert (das bei Lichtunterbrechung abfallende Relais in der Schaltung nach Bild 2.21b darf nach Lichtwiederkehr nicht von selbst anziehen). Sie läßt sich zusätzlich zu Lichtschranken und ähnlichen Anwendungen (z. B. zusätzlich zu den Schaltungen nach Bild 2.21a, Bild 2.22a, Bild 2.33 und allen mit LC-Standardbeschaltung gemäß Bild 2.1 arbeitenden

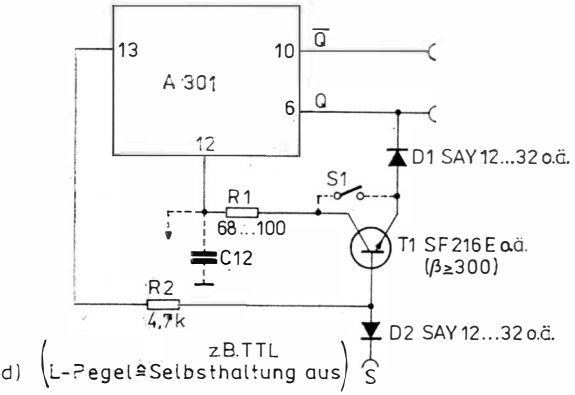


Bild 2.21d Realisierung einer abschaltbaren Selbsthalteschaltung für Anwendungen nach Bild 2.21a, Bild 2.22 und ähnliche

Annäherungsschaltern) nach Bild 2.21d ausführen. Eine etwa an (12) vorhandene anderweitige Beschaltung (C 12 o. ä.) stört die Selbsthaltefunktion nicht. Beide Q-Ausgänge bleiben beliebig verfügbar. Im einfachsten Fall besteht die Selbsthaltung aus R 1, S 1 und D 1. Bei geöffnetem S 1 ist die Selbsthaltung unwirksam. Wenn S 1 geschlossen ist, geht Ausgang Q nach L, sobald E 1 (3) = L wird (bei Lichtschranke: Abschatten von FT). Über D 1, S 1, R 1 wird der Trigger (12) auf L-Pegel festgehalten, kann also so lange nicht mehr zurückschalten, bis man S 1 öffnet (Aufheben des Alarmsignals von Hand). S 1 läßt sich auch durch einen Schalttransistor T 1 ersetzen, der normalerweise von U_{13} über R 2 durchgesteuert ist (entspricht „Selbsthaltung aktiviert"). Wird Eingang S über beliebige Schaltorgane (die jetzt gegen Masse geschaltet werden können) auf L-Pegel gelegt — was auch durch ein TTL-Signal fremder Herkunft geschehen kann —, so sperrt T 1, unterbricht die Selbsthaltung und hebt dabei ein eventuell erfolgtes Signal wieder auf. In Bild 2.21d wurden nur die für die Selbsthaltung erforderlichen Anschlüsse dargestellt; im übrigen ist die *A 301* je nach Anwendungszweck entsprechend den genannten Bildern normal beschaltet. Das Prinzip nach Bild 2.21d läßt sich insoweit universell anwenden.

Für den Einsatz als Dämmerungsschalter eignen sich Foto-

widerstände besser als Fototransistoren, zumal in diesem Fall die Schaltgeschwindigkeit belanglos ist. Im Gegenteil wird

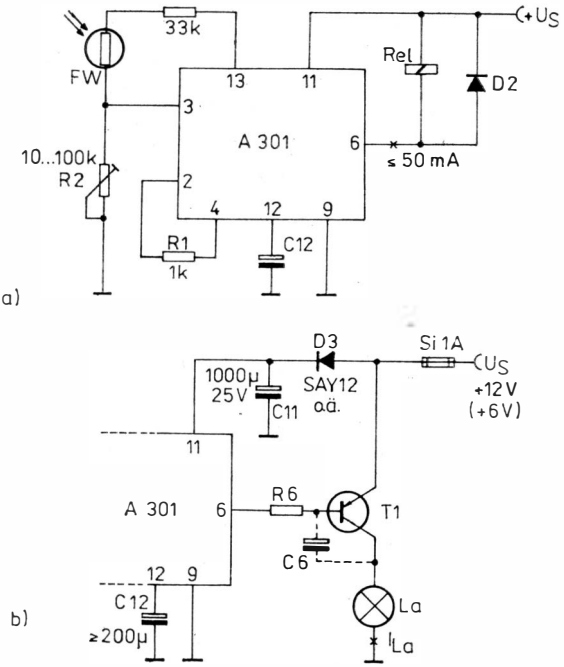


Bild 2.22 *A 301* als Dämmerungsschalter; a — für allgemeine Zwecke, b — mit relaislosem Ausgang, vorzugsweise für Kraftfahrzeugparklichtschalter;
zu Bild 2.22a
FW — CdS-Typ (*FO-K3*, *WK 65037* o. ä.);
C_{12} — 10 ... 2000 µF/3 V nach Bedarf
zu Bild 2.22b
La ≙ T 1 und U_B;
T 1 — KF 517, KFY 18 (0,6 W, $\beta > 100$), o. ä.,
(R 6 = 470 Ω, 0,5 W, C 6 = 20 µF/25 V,
La = 12 V/3 W max bzw. 6 V/1,8 W max
oder
T 1 — GD 160, GD 240 o. ä. ($\geq$ 4 W, $\beta > 20$),
La ≙ U_B, $I_{La} \leq$ 0,3 A (Nennstrom), C 6 entfällt,
R 6 = 160 Ω, 0,5 W (U_B = 6 V) bzw. R 6 = 330 Ω,
1 W (U_B = 12 V)

meist eine Schaltverzögerung im Bereich einiger Sekunden erwünscht sein, um vorzeitiges Ansprechen bei kurzzeitigem Abschatten des Lichtempfängers (vorbeifliegende Vögel o. ä.) oder kurzzeitiger Beleuchtung (entgegenkommende Fahrzeuge, etwa bei Verwendung als Parklichtschalter) zu vermeiden. Man benutzt dann die Anordnung nach Bild 2.22a. Zu ihr gilt alles bei Bild 2.21a bereits Gesagte (R 2: Abgleich der Ansprechempfindlichkeit). Wenn Ausgang (6) benutzt wird, zieht das Relais Rel an, sobald die Helligkeit an FW die mit R 2 eingestellte Schwelle unterschreitet. Die gewünschte Ansprechverzögerung legt man mit C 12 fest. Entsprechend der in Abschnitt 2.2. bei den Kenndaten angegebenen Beziehungen für C 12 kann man mit Verzögerungszeiten von 0,3 ... 0,5 s je 100 μF — für Relaisanzugsverzögerung, wenn Ausgang Q (6) benutzt wird — und mit etwa 2 s je 100 μF (Relaisabfallverzögerung) rechnen. Da C 12 zugleich etwaige Störspannungen (Netzbrummen u. ä.) unterdrückt, braucht man die FW-Zuleitung nicht abzuschirmen. Im übrigen kann es bei derartigen Anordnungen durchaus zweckmäßig sein, FW und die wenigen Bauelemente um die *A 301* (außer Relais) zu einer kompakten Baugruppe am FW-Ort zu vereinen und das Relais an entfernterem Ort gemäß Abschnitt 2.7. (Bild 2.17) zu betreiben.

Für die Verwendung als Parklichtautomatik im Kraftfahrzeug kann auf das Relais verzichtet werden, wenn man den Ausgang nach Bild 2.22b schaltet. Die *A 301* ist für diesen Zweck gleichermaßen gut für 6-V- und 12-V-Anlagen geeignet. D 3 und C 11 sollten zum Schutz gegen im Kfz-Bordnetz mögliche Überspannungsspitzen vorgesehen werden, sind aber nicht unbedingt erforderlich. Als Lampenschalttransistor T 1 ist jeder mit dem Lampenstrom belastbare pnp-Transistor geeignet. Da La 1polig an Masse liegt, vereinfacht sich die Installation im Fahrzeug. C 6 verringert den Lampeneinschaltstromstoß (Prinzip des „*Miller*-Integrators" [4]), womit der Einsatz von 0,6-W-Kleintransistoren und entsprechend platzsparender Aufbau möglich wird. Verwendet man einen Leistungstransistor (*KD 605* o. ä.), so kann C 6 entfallen, und es sind erheblich höhere Lampenströme möglich. Auch pnp-Ge-Typen (*GD 160*, *GD 240* u. ä., beim Amateur noch vielfach vorhanden oder sehr preisgünstig erhältlich) lassen sich verwenden (für stärkere Lampen wiederum mit C 6). Insgesamt eignet sich die *A 301* gerade für den Kfz-

Einsatz vorzüglich und ist dabei gegenüber der *A 902* (s. Bild 1.8, Abschnitt 1.2.5.) weitaus vorteilhafter.

2.8.2.2. Temperaturwächter

Zur Kontrolle auf Über- oder Unterschreiten einer Solltemperatur (Kontrolle und ggf. automatische Abschaltung überhitzter Motorantriebe, Brandmelder, Heizungskontrollen, Frostmelder usw.) wird die *A 301* nach Bild 2.23 beschaltet. Das Fühlerorgan ist ein Heißleiter HL, dessen Nennwiderstand R_{20} zwischen 2 ... 200 kΩ liegen kann; den Wert für R 2 wählt man entsprechend dem HL-Nennwiderstand wie im Bild angegeben. Mit R 2 wird die Ansprechtemperatur eingestellt. Unterhalb dieser Temperatur ist $Q = L$, $\overline{Q} = H$. Welchen Ausgang man benutzt, richtet sich nach dem Anwendungszweck der Anordnung. Sobald die Einrichtung angesprochen hat, besteht eine merkliche Temperaturdifferenz nach niedriger Temperatur hin bis zum Wiederausschalten, was den meisten Anwendungsfällen entgegenkommt. Ist diese Hysterese des Einschalt- und Ausschalttemperaturwerts nicht erwünscht, so kann der 1-kΩ-Widerstand an den Anschlüssen (2), (4) entfallen. Auf die Ansprechgenauigkeit hat er kaum Einfluß. C 12 unterbindet den Einfluß von Störspannungsspitzen, die über die HL-Zuleitungen A, B eindringen könnten. Eine Selbsthaltung für das einmal ausgelöste Signal kann —

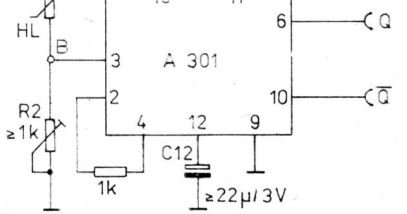


Bild 2.23 Temperaturwächter mit *A 301*;
HL — Heißleiter, $R_{20} \triangleq$ Nennwiderstand, $R_{20} \geq 2$ kΩ,
R 2 ≈ 0,2 ... 0,5 · R_{20} (≥ 1 kΩ)

wie für Lichtschranken — auch in diesem Fall durch die Erweiterung nach Bild 2.21d leicht erreicht werden.
Bei derartigen Meldern ist oft eine akustische Signalisierung erwünscht. Sie läßt sich in diesem Fall besonders einfach realisieren, indem die *A 301* gleichzeitig als (von HL gesteuerter) Tongenerator benutzt wird. Man kann die Schaltung nach Bild 2.23 (ebenso Lichtschranken und Dämmerungsschalter, Bild 2.21a und Bild 2.22a) dann gemäß Bild 2.26 erweitern (ggf. zusammen mit der Schaltung nach Bild 2.27). Diese Möglichkeit wird später beschrieben. C 12 entsprechend in Bild 2.23 richtet sich dann nach den Angaben in Bild 2.26 (dort C 1)!
In dieser Anordnung erfolgt Toneinsatz bei Überschreiten der Solltemperatur (günstig für Brandmelder, Heiz- und Kochgeräte im Haushalt u. ä.). Der auswertbare Temperaturbereich wird nur von HL und R 2 bestimmt und kann zwischen — 15 °C und (je nach HL-Ausführung) + 150 °C und mehr liegen. Bei genauem Abgleich lassen sich Einschaltgenauigkeiten von ± 0,2 °C zuverlässig erreichen. Für Temperaturkonstanthalteschaltungen (Heizungsregler, Kühlschrankregler usw.) ist diese Anordnung allerdings wegen der (auch ohne den 1-kΩ-Widerstand) merklichen Hysterese zwischen Ein- und Ausschaltpunkt (durch die *A-301*-Eigenschaften bestimmt) weniger geeignet.

2.8.2.3. Feuchtemelder

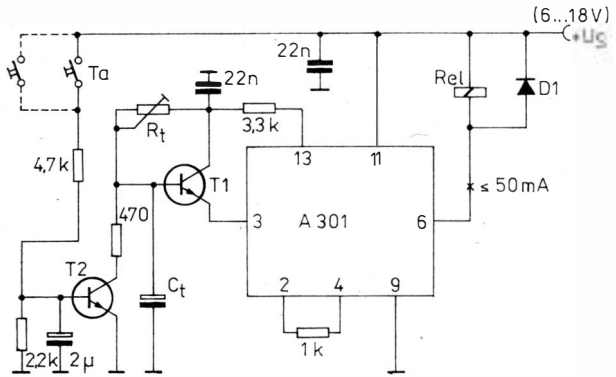
Wird der Heißleiter HL in Bild 2.23 durch Feuchtefühlerelektroden (bei A, B anzuschließen) ersetzt, so reagiert das Gerät auf Überschreiten einer Mindestfeuchte. Je nach Ausbildung der Elektroden kann R 2 entsprechend Bild 2.23 mit 100 kΩ bis 1 MΩ bemessen werden (Abgleich Ansprechschwelle). Kommt es dabei weniger auf genaue Feuchtewerte, sondern auf maximale Empfindlichkeit bei geringer Feuchte an, so können R 2 und der 1-kΩ-Widerstand entfallen. Bezüglich Signalisierung, Selbsthaltung usw. gilt das zu Bild 2.23 Gesagte gleichermaßen.
Für Feuchtemelder ist in der Schaltung nach Bild 2.23 von A und B noch je ein Kondensator (22 ... 33 nF) nach Masse zu schalten, um das Eindringen größerer Störspannungen, die die *A 301* schädigen könnten, zu vermeiden (derartige Störspannungen sind, wenn die Fühlerelektroden z. B. in feuchtes Erdreich

eingeführt werden, durch vagabundierende Erdströme u. ä. nicht auszuschließen). Noch besserer Schutz gegen derartige Fremdspannungen ist gewährleistet, wenn zusätzlich zu den Kondensatoren noch je eine Diode (*SAY 12 ... SAY 32* o. ä. Si-Kleindiode) von A bzw. B nach Masse angeschlossen wird (beide Anoden an Masse). Sind die Fühlerelektroden gegen Erde (und Handberührung) isoliert, so können diese Maßnahmen entfallen. Als Elektroden eignen sich z. B. in das Lagergut dicht nebeneinander eingeschobene Graphitbleistiftminen. Für Luftfeuchtekontrollen verwendet man ein mit Kochsalzlösung getränktes und getrocknetes Stoff- oder Filzläppchen zwischen zwei Drahtgazeflächenelektroden. Wird statt Kochsalz Calciumchlorid benutzt, läßt sich auf diese Weise schon sehr geringe Luftfeuchte nachweisen. Die zweckmäßigsten Fühlergrößen und -formen richten sich nach dem jeweiligen Anwendungsfall.

2.8.2.4. Zeitschalter für allgemeine Anwendungen

Bild 2.24 zeigt einen Zeitschalter, den man beispielsweise für Treppenlichtautomaten verwenden kann. Nur für diese Anwendung ist T 2 mit den an seiner Basis liegenden Bauelementen erforderlich, weil dabei mit häufigen starken Störspannungseinflüssen auf der Tastenleitung gerechnet werden muß (die ohne T 2 Fehlauslösungen ergeben können) und weil für Treppenlichtverkabelungen meist ein 1poliges Zusammenlegen von Rel und Ta zur Leitungseinsparung Vorteile hat. Für andere Anwendungen kann Ta an Stelle von Kollektor und Emitter des T 2 angeschlossen werden, womit T 2 und seine Bauelemente entfallen.

Sobald eine der Tasten Ta geschlossen wird, öffnet T 2 und entlädt sofort Ct, den (mit Rt zusammen) zeitbestimmenden Kondensator. Rel (das die Beleuchtung einschaltet) zieht sofort mit Schließen von Ta an. Nach Öffnen von Ta wird Ct über Rt aufgeladen, bis T 1 durchsteuert, was zu (3) = H, Q (6) = H und Abfallen des Relais führt. Die Einschaltzeit t ergibt sich nach der in Bild 2.24 angegebenen Beziehung; mit Rt = 1 MΩ und Ct = 200 µF erreicht man 2 ... 3 min. Ct sollte gute Isolation haben; in diesem Sinne hat es Vorteile, daß Ct in den Ruhepausen ständig geladen ist und auf diese Weise ständig



$$t \approx 0{,}7 \cdot R_t \cdot C_t \quad (t \text{ in s, } R \text{ in M}\Omega, C \text{ in } \mu F)$$

Bild 2.24 Zeitschalter für Treppenlichtanwendungen;
Ct — 10 ... 200 µF, 3 V (reststromarm!), Zeit grob;
Rt — ≦ 10 MΩ, Zeit fein;
T 1, T 2 — SF 216 o. ä. ($\beta > 150$);
$R_{Rel} \geqq \frac{Us}{0{,}05}$, R in Ω;
D 1 — beliebig, Usp > Us

formiert wird, was das Reststromverhalten günstig beeinflußt. Ein Vorteil dieses Zeitschalters ist seine Nachtastbarkeit. Der Zeitablauf beginnt erst mit Öffnen von Ta. Schließt man Ta vor Zeitablauf erneut, so wird Ct sofort entladen, und es beginnt ein neuer voller Zeitzyklus, ohne daß zwischenzeitlich Rel abfällt. T 1 ist erforderlich, um die Eingangsschwellenspannung und vor allem den Eingangswiderstand des Triggerverstärkers zu erhöhen und auf diese Weise zu gut realisierbaren Ct-Werten zu kommen. Sein Temperatureinfluß auf die Zeit wird durch Benutzen von U_{13} (13) weitgehend kompensiert.
Eine vergleichbare Anordnung mit dem Schaltkreis *A 902* läßt sich zwar einfacher realisieren (Abschnitt 1.2.2., Bild 1.5), jedoch ist die *A-902*-Variante nicht nachtastbar und außerdem sehr Us-abhängig, was für Treppenlichtautomaten Probleme bringt. Für die Schaltung nach Bild 2.24 genügt zur Us-Bereit-

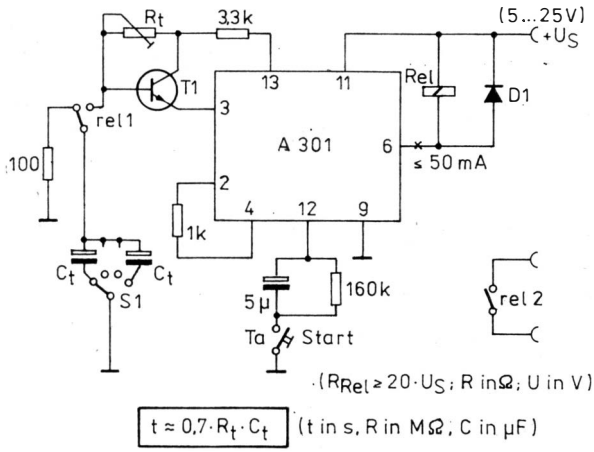


Bild 2.25 Belichtungszeitschalter für Fotolabors;
Ct = 1 ... 1000 µF (reststromarm!), Zeit grob;
Rt ≲ 10 MΩ, Zeit fein (S 1 — Zeitbereich);
T 1 — SF 216 E o. ä. ($\beta > 150$);
D 1 — beliebig, Usp > Us

stellung ein einfaches Netzteil (Klingeltransformator mit Gleichrichtern und Ladekondensator $\gtrsim 200\,\mu F$ sind ausreichend).
Bild 2.25 zeigt eine für Belichtungsuhren und vergleichbare Zwecke geeignete Schaltung. Auch in diesem Fall kann das Netzteil lediglich aus Klingeltransformator, Gleichrichter und Ladeelektrolytkondensator (1000 µF) bestehen. Zeitkondensator Ct ist zur groben Zeitbereichswahl umschaltbar ausgeführt (S 1), mit Rt stellt man die Zeit fein ein (Rt kann mit Stoppuhr in Sekunden geeicht werden). Der Vorteil dieser Anordnung gegenüber der nach Bild 1.5 besteht darin, daß sie eine weitaus bessere Konstanz der Zeit gegenüber Us-Schwankungen und Umgebungstemperatureinflüssen aufweist. Sobald man Ta schließt, ist kurzzeitig (12) = L, womit sich (6) = L einstellt und Rel zieht (rel 2 schaltet das Kopierlicht ein). Ct — im Ruhezustand entladen — wird dabei mit rel 1 an Rt gelegt; dadurch sperrt T 1, und es ergibt sich (3) = L, womit auch (6) = L bleibt, wenn anschließend Ta öffnet. Sobald sich Ct bis zum Wert der Eingangsschwellenspannung aufgeladen hat, öffnet T 1,

es wird (3) = H, damit auch (6) = H, Rel fällt wieder ab und entlädt über rel 1 Ct gegen Masse, so daß sofort ein neuer Startvorgang mit Ta möglich ist. Die Notwendigkeit von T 1 wurde bei der Schaltung nach Bild 2.24 bereits begründet. Die mit Rt, Ct erreichbare Zeit ergibt sich aus der in Bild 2.25 angegebenen Näherungsbeziehung. Die Genauigkeit dieses Zeitschalters ist — verglichen mit herkömmlich diskret aufgebauten Anordnungen ([4] und ähnliche) — sehr gut und auch für Farbfilmlabors bei weitem ausreichend. Bei einwandfreien Bauelementen (Ct) und guter Isolation aller an rel 1 liegenden Bauelemente (auch rel 1 selbst) bleibt der Zeitfehler auch bei langen Zeiten unter 1%. Der Start könnte mit Ta unter Weglassen der an (12) befindlichen Bauelemente geschehen, indem man mit Ta Anschluß (12) direkt an Masse legt. Dann bleibt jedoch Rel so lange gezogen, wie Ta geschlossen ist. Bei sehr kurz eingestellter Zeit kann es dadurch zu ungewollter Zeitverlängerung kommen. Deshalb wurde ein Impulsstart vorgesehen, der für die *A 301* und alle üblichen Relaisbauformen mit 5 μF, 160 kΩ optimal dimensioniert ist. Nur bei sehr träge anziehenden Relais kann der 5-μF-Elektrolytkondensator nach Versuch vergrößert werden. Der Wert 160 kΩ sollte nicht unterschritten werden, weil sonst der Trigger (12) bereits über diesen Widerstand ausgelöst wird. Im Zweifelsfall kontrolliert man das, indem die Verbindung Basis T 1 — rel 1 unterbrochen wird. Rel darf dann bei Ta-Betätigung nur ganz kurz anziehen und muß sofort wieder abfallen.

2.8.3. Schwingungsgeneratoren

Die *A 301* ist in ihrer Standardanwendung (Bild 2.1) ein mit LC-Schwingkreis arbeitender Generator. Nachfolgend werden Schwingschaltungen gezeigt, die ohne Induktivität Ls auskommen.

2.8.3.1. NF-Signalgenerator

Für viele Anwendungen wird ein akustisches Signal benötigt, zu dessen Erzeugung eine einfache RC-Schwingschaltung aus-

reicht. Sie läßt sich mit der *A 301* besonders günstig unter Verwendung des Triggereingangs (12) realisieren, wobei der Verstärkerteil der *A 301* — die damit mehrere Funktionen zugleich übernehmen kann — anderweitig zur Verfügung steht. Bild 2.26 zeigt das Prinzip, das sich vor allem für den Niederfrequenzbereich (Hörbereich und Taktgeber im unteren Sekundenbereich) eignet. Die Schaltung nach Bild 2.26 kann daher auch vorteilhaft benutzt werden, wenn statt eines akustischen Signals eine Blinklichtsignalisierung benötigt wird (die dann mit Leuchtdiode in Serie mit R 6 besonders einfach zu realisieren ist). Die Schwingschaltung besteht nur aus R 1 und C 1 (identisch mit dem bisher als C 12 bezeichneten Kondensator, der jetzt aber gemäß dieser Schwingschaltung dimensioniert wird.) Für anderweitige Zwecke ist jetzt nur noch Ausgang Q (6) verfügbar, (10) darf in dieser Anwendung nur mit R 1 beschaltet werden. R 6 symbolisiert die im Takt zu schaltende Last. Es ergibt sich am Ausgang Q die angezeichnete Rechteckimpulsfolge. R 1 und C 1 sind in den angegebenen Wertgrenzen variabel, wobei R 1 vorwiegend die H-Impulslänge t 1, der Wert von C 1

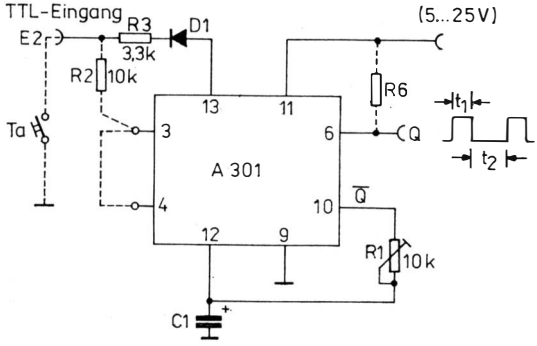


Bild 2.26 NF-Signalgenerator; auch geeignet für Blinklicht;
R 1 — 82 Ω ... 10 kΩ (Frequenz fein, t 1);
C 1 — 1 nF ... 1000 µF (Frequenz grob, t 1 + t 2);
Richtwerte: C 1 = 0,1 µF, R 1 = 5 kΩ → f ≈ 500 Hz,
t 1/t 2 ≈ 1:4 (für Signaltongenerator),
C 1 = 100 µF, R 1 = 5 kΩ → f ≈ 0,5 Hz,
t 1 ≈ 0,4 s, t 2 ≈ 1,6 s (Taktgeber);
D 1 — *SAY 12* ... *SAY 32* o. ä. (bei Bedarf mit R 2, R 3) *oder* Brücke 3—4

beide Impulshalbwellen (t 1 + t 2) beeinflußt. Man legt mit C 1 den gewünschten Frequenzbereich grob fest, mit R 1 kann dann auf günstige Tonhöhe (bei Blinklichttakter: Ein/Aus-Verhältnis) abgeglichen werden. Für einfache Signalgeneratoren läßt sich R 1 als Festwert im Bereich 1 ... 10 kΩ nach Versuch einsetzen. Eine Vorausberechnung der Frequenz ist bei dieser Schaltung nur umständlich möglich (in [6] erläutert). Der Amateur kommt mit Versuchen schneller zum Ziel; Richtwerte für ≈ 500 Hz (Signalton) und ≈ 0,5 Hz (Blinklichttakter mit Kleinlampe oder Leuchtdiode nebst Vorwiderstand bei R 6) sind in Bild 2.26 angegeben. Daraus lassen sich andere Dimensionierungen genügend genau abschätzen. Die Wirkungsweise beruht auf einer Spannungsteilung zwischen R 1 und den internen Widerständen R 9, R 10 des Schaltkreises (Bild 2.3). Der Generator schwingt nicht, wenn Eingang E 1 (Stift 3) = L oder offen (nicht angeschlossen) ist. R 2, R 3, D 1 seien zunächst nicht vorhanden. Es sei (12) = H und (10) = L (s. Bild 2.5). Die über R 9, R 10 (in der IS, Bild 2.3) und R 1 geteilte Spannung reicht nicht aus, um den Trigger bei (12) auf H-Pegel zu halten. Daher geht Ausgang $\overline{Q}$ (10) = H, womit R 1 abgeschaltet wird. Über R 9, R 10 der IS lädt sich C 1 nun bis zur oberen Triggerschwelle auf, womit sich (12) = H und (10) = L ergibt. C 1 wird jetzt über R 1 wieder entladen, bis die untere Triggerschwelle erreicht ist, danach schaltet der Trigger erneut um usw. Wegen der internen Werte für R 9, R 10 ergeben sich die in Bild 2.26 angegebenen Wertgrenzen für R 1, außerhalb derer der Generator nicht arbeiten kann. Der Schwingvorgang läßt sich intern über den Vorverstärker beeinflussen (Bild 2.3; — wenn T 8 öffnet, kann C 1 nicht aufgeladen werden). Bei offenen Verstärkereingängen (oder E 1 = (3) = Masse) ist in der IS T 5 gesperrt, T 6 öffnet über D 6 T 8 (Bild 2.3), womit R 10 an Masse liegt und der externe Kondensator C 1 (an Stift 12) nicht geladen wird. Um Schwingungen zu erzeugen, muß T 8 geschlossen sein [in der Tabelle nach Bild 2.5 entspricht das (12) = H]; der Generator schwingt also an, wenn T 5 über E 1 (3) durchgesteuert wird und T 6, T 8 gesperrt werden. Das läßt sich am einfachsten erreichen, indem man die Stifte 3 und 4 direkt verbindet, falls keine Tastmöglichkeit für den Generator gefordert ist. Eine Tastung (Ein/Aus-Steuerung) kann über den Verstärkerteil — wie in

der Schaltung nach Bild 2.26 angedeutet — erfolgen. Entweder läßt sich E 1 (3) dazu über einen geeignet bemessenen Vorwiderstand R 2 direkt von äußeren Spannungen ansteuern, oder man benutzt — für Tastung gegen Masse, mit Ta oder einem TTL-Signalpegel — R 3 mit D 1. Dabei ist (wenn E 2 offen) über D 1, R 2 Eingang (3) = H; der Generator arbeitet. Wird E 2 über Ta oder mit TTL-Gatterausgang (L-Pegel) an Masse gelegt, so setzt die Generatorschwingung aus. D 1 verhindert Rückwirkung der TTL-H-Spannung auf U_{13}. Wird E 2 von einem TTL-Standard-Gatterausgang [3] angesteuert, so genügt sein H-Pegel zum Ansteuern von (3) über R 2. R 3 und D 1 können dann entfallen.

Eingang (3) kann jedoch auch durch andere Bauelemente (Lichtschrankenanwendungen, Bild 2.21a, Bild 2.22a, Bild 2.23 u. ä.) angesteuert werden, oder der Verstärkerteil arbeitet als LC-Oszillator gemäß Bild 2.1 (der Tongeneratorteil schwingt dann an, wenn die HF-Schwingung des Oszillators Ls, Cs aussetzt). Im letzteren Fall ergibt sich ein besonders einfacher Aufbau z. B. für Metallsuchgeräte.

Zum Hörbarmachen der Tonschwingung kann z. B. statt R 6 ein Kleinstlautsprecher oder Ohrhörer mit Paralleldiode (wie bei Relais üblich) direkt eingefügt werden, wenn sein Widerstand mindestens $R = 20 \cdot Us$ (in Ω) beträgt (Us = gewählte oder maximal zu erwartende Betriebsspannung). Kleinstohrhörer ergeben dabei schon mit Us = 5 V einen markanten, für Wohnraumanwendungen ausreichend lauten Ton als „Lautsprecher". Genügt das nicht, so kann bei Q eine geeignete einfache Endstufe nachgesetzt werden. Eine Lautsprecherleistung von einigen Watt läßt sich mit der Endstufe nach Bild 2.27a erreichen; mit Rücksicht auf die Transistorbelastung und den Stromverbrauch sollte man dabei Us mit höchstens 5,5 ... 6 V wählen. Einfacher und für kräftige Signalisierungen auch noch ausreichend ist die Schaltung nach Bild 2.27b. Der Mindestwert für den Widerstand des Lautsprechers richtet sich nach Us und dem maximal zulässigen Kollektorspitzenstrom von T 1. Wird der Generator über seinen Eingang gestoppt, so ergibt sich (Bild 2.26) stets (12) = L und Q = L (Bild 2.27b), der Lautsprecher ist dann stromlos. R 6 in der Schaltung nach Bild 2.27a, b tritt an die Stelle von R 6 entsprechend Bild 2.26. Wenn von Ausgang Q (Bild 2.26) ein TTL-Gattereingang getrieben werden

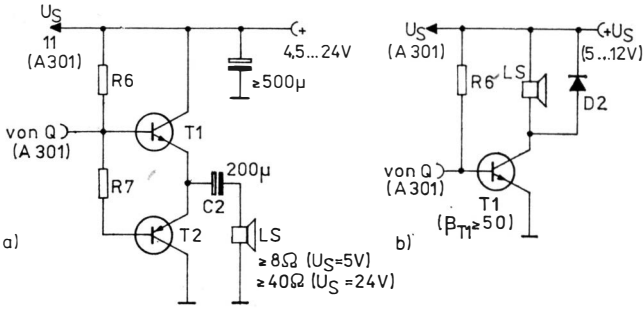


Bild 2.27 Zwei Endstufenmöglichkeiten für den Signaltongeber;
zu Bild 2.27a
R 6 = 25 · Us, R in Ω, U in V;
R 7 = R 6;
T 1 — *SF 127* o. ä. mit Kühlstern, E ... F ($\beta > 300$);
T 2 — *KFY 18*, *KF 517* o. ä. mit Kühlstern ($\beta > 200$)
zu Bild 2.27b
T 1, R 6 wie Bild 2.27a;
Ls ≙ + Us wie Bild 2.27a;
D 2 — 1-A-Typ, $\geq$ Us

soll, muß man R 6 (1 ... 10 kΩ) gegen + 5 V des TTL-Komplexes legen, falls Us größer als 5 V ist.

2.8.3.2. Taktgenerator für niedrige Frequenzen

Für niedrige Taktfrequenzen eignet sich die Schaltung nach Bild 2.26 weniger gut, weil dann — bedingt durch die in dem Schaltkreis vorgegebenen Widerstände R 9, R 10 — große C-Werte notwendig werden. Günstiger ist es, den Taktgeber mit dem Verstärkerteil des *A 301* aufzubauen. Bild 2.28 zeigt die Schaltung. Da das Funktionsprinzip (in Zusammenhang mit T 5, T 6, T 7 in der *A 301*, Bild 2.3) weitgehend bekannten Schaltungen mit diskreten Transistoren entspricht [4], ist keine nähere Erläuterung notwendig. Es handelt sich um einen astabilen Multivibrator. Ein Vorausberechnen der Frequenz ist schwierig, weil darin die mit der IS vorgegebenen Exemplarwerte eingehen und diese erheblich streuen. Die Schaltung kann selbstverständlich auch als NF-Generator betrieben werden.

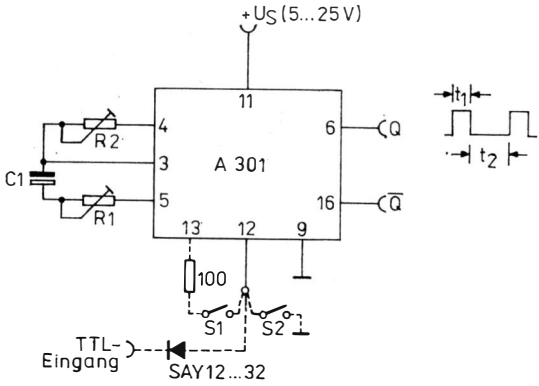


Bild 2.28 Taktgenerator für niedrige Frequenzen;
C 1 — Frequenz grob (1 nF ... ≈ 1000 µF/3 V),
R 1 — 0 ... 10 kΩ (t 1) } Frequenz fein;
R 2 — 10 ... 250 kΩ (t 2)
Richtwerte: C 1 = 10 nF, R 1 = 10 kΩ, R 2 ≈ 10 kΩ
(≈ 200 kΩ) → f ≈ 8 kHz, t 1/t 2 ≈ 1:1
(→ f ≈ 400 Hz)
Bereich ≈ 1 Hz — C 1 ≈ 10 µF, R 1 ≈ 10 kΩ,
R 2 ≈ 80 kΩ

Richtwerte für die Dimensionierung sind in Bild 2.28 mit angegeben. Da sich die Frequenz linear mit C 1 ändert, kann daraus näherungsweise auf andere Frequenzen umgerechnet werden. Die erzeugte Impulsform ist für Ausgang Q angegeben; an $\overline{Q}$ steht sie „spiegelbildlich" zur Verfügung. Beide Ausgänge sind beliebig frei verfügbar. Mit R 1 wird die Impulsbreite t 1 beeinflußt; R 2 bestimmt t 2. Beide Widerstände sind in den angegebenen Bereichen variabel. Mit C 1 = 10 nF, R 1 = 10 kΩ läßt sich beispielsweise die Frequenz mit R 2 = 10 ... 200 kΩ zwischen etwa 400 Hz und etwa 8 kHz durchstimmen. Mit C-Werten um 10 µF ergeben sich, wie ebenfalls aus Bild 2.28 ersichtlich, Frequenzen im 1-s-Bereich. Durch entsprechenden Abgleich von R 1, R 2 kann auch das Tastverhältnis t 1 : t 2 = 1 : 1 erfaßt werden, Anderenfalls ist stets t 2 die längere Taktphase. Vorteil dieser Schaltung: Es werden vergleichsweise kleine Werte für C 1 benötigt. Mit C 1 ≈ 1000 µF lassen sich Taktperioden im Bereich einiger Minuten realisieren. Für Taktgeberanwendungen wird meist ein Start/Stop-Eingang

gefordert. Dafür steht der Triggereingang (12) zur Verfügung (andernfalls bleiben die Stifte 12 und 13 frei). Folgende Möglichkeiten bieten sich an: Wird Kontakt S 2 (der auch die Kollektor-Basis-Strecke eines externen Steuertransistors sein kann) geschlossen, so stoppt der Taktgeber in Stellung $Q = L$. Das ist die Normalanwendung. Für TTL-Steuerung wird ein TTL-Gatterausgang über eine Diode mit (12) verbunden wie angedeutet ist. L-Signal am TTL-Eingang stoppt den Taktgeber in Stellung $Q = L$. Wird ausnahmsweise die umgekehrte Zuordnung gefordert, und läßt sich das nicht ausgangsseitig durch Vertauschen von Q und $\overline{Q}$ erreichen, so kann mit Kontakt bei S 1 der Taktgeber von (13) her über 100 Ω in Stellung $Q = H$ gestoppt werden. Diese Betriebsweise ist allerdings wegen der internen Triggerwerte, und weil S 1 keine Masseverbindung hat, ungünstiger. Die vorhandenen 2 Ausgänge Q, $\overline{Q}$ erlauben auch die Anwendung als Wechselblinker [4]. Die Schaltung läßt sich (mit R 1, R 2 als zuvor erprobten Festwerten) extrem platzsparend aufbauen.

2.8.3.3. Quarzoszillator mit *A 301*

Wird C 1 in der Schaltung nach Bild 2.28 durch einen Schwingquarz ersetzt und $R 1 = 0$, so kann die *A 301* sehr vorteilhaft als stabiler Normalfrequenzgenerator eingesetzt werden. Bild 2.29 zeigt diese Schaltung, die mit Quarzen im Bereich 10 kHz bis 102 kHz erprobt wurde. R 2 wird je nach Quarzeigenschaften

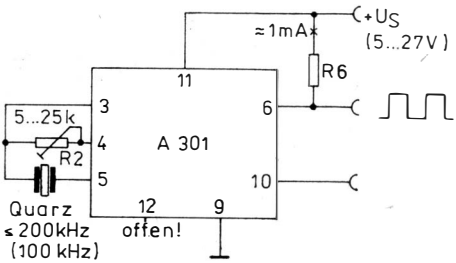


Bild 2.29 Quarzoszillator mit *A 301*; R 2 auf Anschwingen (Anschluß 12 geeignet als oszillografischer Kontrollpunkt)

auf sicheres Anschwingen eingestellt und kann dann durch einen Festwert ersetzt werden. Anschluß (12) bleibt in dieser Anwendung offen (Benutzung für Start/Stop-Zwecke, wobei der Quarz ständig durchschwingt, ist jedoch ebenso wie bei der Schaltung nach Bild 2.28 möglich). Versuchsweise kann auch an (12) mit dem Oszillografen das Schwingverhalten beobachtet werden. An den Q-Ausgängen (6), (10) steht die Quarzfrequenz mit unsymmetrischem Tastverhältnis ($\approx 2 \ldots 4:1$) zur Verfügung. Der Oszillator arbeitet sehr stabil gegenüber Us-Schwankungen. Direkter Übergang auf TTL-Eingänge (mit $R\,6 \approx 5\,k\Omega$) oder MOS-Gatter (Bild 2.14) ist problemlos möglich. Da die eigentliche Oszillatorschaltung nur mit dem Verstärkerteil der *A 301* arbeitet und dieser sich auch noch oberhalb 1 ... 2 MHz betreiben läßt, wäre grundsätzlich die Verwendung von Quarzen bis $\approx$ 1 MHz möglich. Man müßte dann aber die Oszillatorfrequenz an A 1 (Stift 4) oder A 2 (Stift 5) abnehmen; diese Punkte lassen sich, auch um Rückwirkungen auf den Oszillator zu vermeiden, jedoch nur sehr gering belasten, außerdem ist hier noch keine einwandfreie Schwingungsform vorhanden. Deshalb wird in der Schaltung nach Bild 2.29 der Trigger nebst Ausgangsschaltstufen mitbenutzt, der seinerseits die maximale Schwingfrequenz auf etwa 200 kHz begrenzt (einzelne Exemplare können ggf. bei höheren Frequenzen arbeiten). Am Quarz entsprechend der Schaltung in Bild 2.29 tritt eine effektive Schwingspannung von $\approx$ 1 V auf.

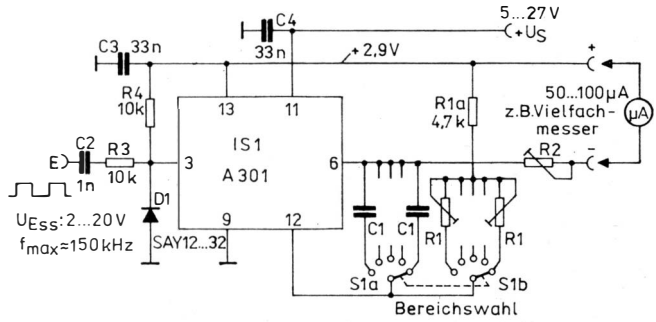
2.8.4. Die *A 301* in Meßgeräten

Die folgenden Beispiele sollen lediglich Anregungen für weitere mögliche Einsatzgebiete geben. Sie wurden sämtlich als Zusatzgeräte zum vorhandenen Vielfachmesser konzipiert (ein insbesondere für Amateure und Werkstätten vorteilhafter, weil kostensparender Weg). Der Vorteil dieser Lösungen ist neben der für Werkstattzwecke völlig ausreichenden Genauigkeit vor allem wieder die Tatsache, daß die Meßeinrichtung von der Speisespannung unabhängig wird und daher zur Stromversorgung nahezu jede gerade in der Werkstatt vorhandene Spannungsquelle zwischen 5 ... 25 V verwendet werden kann, ohne daß man Stabilisierungsaufwand treiben muß. Die nach-

folgend beschriebenen Zusatzgeräte kommen daher ohne eigenes Meßwerk sowie ohne eigene Stromversorgungsbaugruppe aus. Sie können als Handtastköpfe oder als auf den Vielfachmesser direkt aufsteckbare Zusatzgeräte aufgebaut werden.

2.8.4.1. Linear direktanzeigender Frequenzmesser

Mit dem linear direktanzeigenden Frequenzmesser nach Bild 2.30a läßt sich die gemessene Frequenz auf der vorhandenen Gleichstromskale eines Vielfachmessers direkt ablesen. Die Meßgenauigkeit liegt bei 1 ... 2% vom Skalenendwert. Die *A 301* erfüllt dabei eine Doppelfunktion. Mit C 1, R 1 und dem Triggerschaltverstärker der *A 301* läßt sich ein Monoflop aufbauen, der von der Eingangsspannung getriggert wird und Impulse konstanter Länge erzeugt. Für die Triggerung wird der Verstärkerteil (Eingang Stift 3) benutzt. C 2, R 3, R 4 und der Verstärkereingangswiderstand bilden ein Differenzierglied. Damit wird erreicht, daß der Triggerauslöseimpuls stets kürzer ist als der Monoflopimpuls und diesen in seiner konstanten Zeitdauer nicht beeinflußt. Bedingung dafür ist allerdings eine ausreichende Flankensteilheit der bei E anzulegenden Eingangsspannung unbekannter Frequenz. Die Grundschaltung nach Bild 2.30a eignet sich deshalb vorzugsweise zum Messen von annähernd rechteckförmigen Impulsspannungen. Die Eingangsspannung kann zwischen 2 ... 20 V liegen, ihre Höhe beeinflußt die Messung nicht. Bei zu geringer Eingangsspannung erfolgt keine Anzeige. Der Eingang wird von der HL-Flanke der bei E anliegenden Spannung U_E getriggert. Darauf reagiert der ausgangsseitige Monoflop mit einem L-Impuls an (6). Da es sich um eine konstante Impulsdauer handelt, schlägt Instrument I — das gleichzeitig integrierend wirkt — um so weiter aus, je schneller die Impulse aufeinander folgen, d. h., je größer die Eingangsfrequenz ist. Die Grenze des untersten Meßbereichs (für Vollausschlag an I) liegt bei 100 Hz; niedrigere Frequenzen würden unruhige Anzeige (Vibrieren des Zeigers) ergeben und haben deshalb keinen Zweck. Nach oben ist der Meßbereich durch die maximale Schaltfrequenz des *A-301*-Triggers auf 100 ... 150 kHz begrenzt. Mit S 1a, b schaltet man den Meßbereich um (außer den in Bild 2.30a angege-



a)

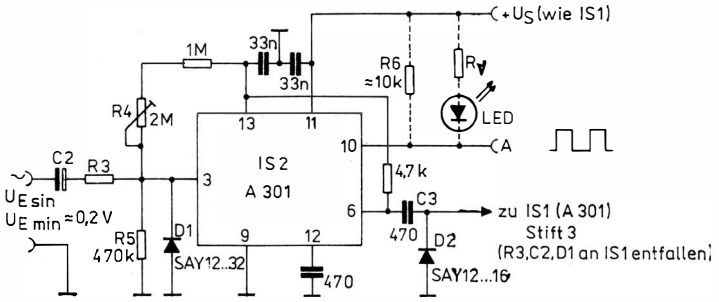
S1:	
f_{max}(Bereich)	C1
100 Hz	≈ 0,18 ..0,2 µF
1 kHz	≈ 18...20 nF
10 kHz	≈ 1,8... 2 nF
100 kHz	≈180pF

Bild 2.30 a — Linear direktanzeigender Frequenzmesser mit *A 301*, b — Impulsformervorstufe mit zweitem *A 301* zum Frequenzmesser, c — einfache Impulsformervorstufe;
zu Bild 2,30a
R 1 — 47 ... 100 kΩ (alle Bereiche),
Feineichung ≙ Bereich;
R 2 — 50 kΩ (für I = 50 µA) bzw. 25 kΩ (für I = 100 µA), Grobeichung
zu Bild 2.30b (s. Seite 97)
R 3 — 10 kΩ, 0,05 W (U_E < 20 V), C 2 ≥ 22 µF, 25 V,
(R 3 — 100 kΩ, 0,5 W, U_E < 200 V, C 2 ≥ 2 uF ≧ 300 V, MKL);
R 4 — auf minimale U_E (≦0,2 V), Empfindlichkeit;
A, R 6, Rv, LED nach Bedarf
zu Bild 2.30c (s. Seite 98)
T 1, T 2 — *SF 216 E* o. ä. ($\beta \geq 200$)
D 1, C 2, R 3 wie Bild 2.30b;
R 7 auf maximale U_E-Empfindlichkeit nach Versuch

benen Bereichen können zum besseren Ablesen je nach vorhandener Skalenteilung des Instruments Zwischenbereiche zusätzlich vorgesehen werden). Zur Bereichsumschaltung ändert man C 1. Um dabei mit handelsüblich tolerierten Kondensatoren auszukommen, wird gleichzeitig R 1 — der für jeden Bereich etwa gleich groß sein sollte — mit umgeschaltet, so daß jeder

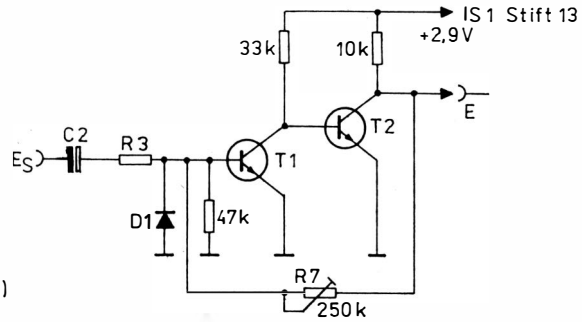
Bereich einzeln geeicht werden kann. Mit R 2 nimmt man die einmalige Grobeichung so vor, daß sich für alle R 1 ausreichender Drehwinkel ergibt. R 2 kann danach als Festwert eingesetzt werden. Für C 1 sind in Bild 2.30a Richtwerte angegeben, die für Instrumentvollausschlag gelten.

Um auch sinusförmige Spannungen messen und die Eingangsempfindlichkeit für U_{Emin} verbessern zu können, ist es notwendig, dem Eingang E des Frequenzmessers einen Impulsformer vorzuschalten. Dafür kann eine zweite *A 301* benutzt werden, die dann nach Bild 2.30b zu schalten ist. Durch R 3 wird der Eingang U_{Esin} überlastungssicher, wie in der Schaltung nach Bild 2.30b mit angegeben. R 4 stellt man so ein, daß die Schaltung bei geringstmöglicher Eingangsspannung (zu erreichen sind 0,15 ... 0,2 V) anspricht. Der Aufwand für die Schaltung nach Bild 2.30b ist allerdings erheblich. Die IS 2 kann jedoch, da ihr Ausgang $\overline{Q}$ (10) nicht benötigt wird, zugleich als allgemeiner Impulsformer mitbenutzt werden (z. B. mit R 6; an A läßt sich eine U_{Esin} frequenzgleiche Rechteckschwingung mit Amplitude entsprechend Us abnehmen; eine Beschaltung mit Rv und LED kann eine vorhandene Eingangsspannung optisch signalisieren). Mit geringem Aufwand läßt sich der Impulsformer nach Bild 2.30c realisieren, bei dem es sich um einen einfachen Stromtrigger [4] handelt. Für C 2, R 3, D 1 und die Werte für U_E am Sinuseingang E_s — der beliebige Kurvenformen ver-



$$R_V = \frac{U_S - 1{,}5\,V}{15\,mA}$$

R_V in kΩ



arbeitet — gilt das bereits zu Bild 2.30b Gesagte. R 7 entsprechend Bild 2.30c wird nach Versuch auf maximale Eingangsempfindlichkeit eingestellt. Dabei muß beachtet werden, daß bei zu großem Wert von R 7 die Schaltung ihr Triggerverhalten verliert und analog arbeitet. Der Frequenzmesser spricht dann bei niedrigen Frequenzen u. U. nicht oder unsicher an. Im Zweifelsfall kann am Kollektor T 2 oszillografisch die exakte Rechteckform (die bis zur niedrigsten Ansprechspannung an E_s erhalten bleiben muß) kontrolliert und eventuell danach R 7 korrigiert werden. Der Kollektor T 2 (Bild 2.30c) wird mit E (C 2 in Bild 2.30a) verbunden. Die Kombination der Schaltung nach Bild 2.30a mit der entsprechend Bild 2.30c ist vom Bauelementeaufwand her die günstigste. Geeicht wird der Frequenzmesser (Bild 2.30a) durch Anlegen einer genau bekannten Frequenz in Nähe des Skalenendes und Abgleich von R 1 auf korrekte Anzeige für jeden Bereich. Wegen der guten Linearität der Schaltung genügt ein Eichpunkt je Bereich.

2.8.4.2. Drehzahlmesser für berührungslose Messung

Für berührungslose Drehzahlmessung eignet sich die *A 301* entweder mit induktivem Aufnehmer (was der Standardoszillatoranwendung nach Bild 2.1 entspricht) oder auch mit optoelektronischer Meßwertaufnahme (Fototransistor). Bild 2.31 zeigt die Schaltung. Für induktive Meßwertaufnahme wird der Eingang mit Ls, Cs und Rm in der bereits behandelten Weise beschaltet

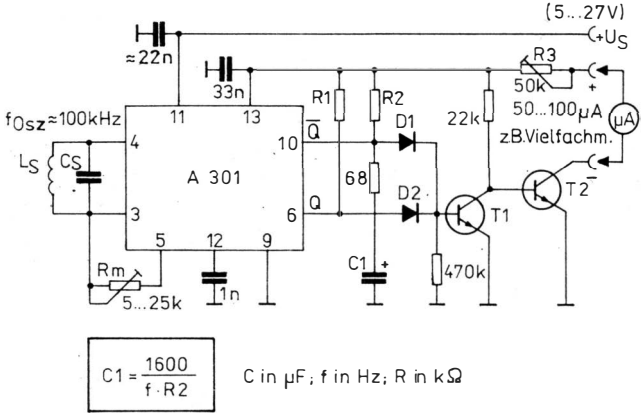


Bild 2.31 Berührungslose Drehzahlmessung mit *A 301*;
T 1, T 2 — *SF 216 E* o. ä. ($\beta > 200$);
D 1, D 2 — *SAY 12* ... *SAY 32* o. ä.;
R 1, R 2 = 22 kΩ (ggf. Grobabgleich 10 ... 47 kΩ,
R 1 ≈ R 2!);
R 3 — Eichung, > 10 kΩ

(s. dazu Abschnitt 2.3.). Diese Anordnung — wobei Ls auch in diesem Fall über das schon früher erwähnte Abschirmkabel angeschlossen und dann dem Meßobjekt bequem genähert werden kann — erfordert am Meßobjekt ein rotierendes Profilteil, das an Ls vorbeigleitet und die Drehbewegung in periodisches Aussetzen des Oszillators überführt. Als Profilteile eignen sich z. B. eine aus Leiterplattenmaterial leicht herzustellende Isolierscheibe mit aufgebrachten metallischen Segmenten nach [7] oder ein Zahnradkranz, Flügelrad, hervorstehender Schraubenkopf auf der rotierenden Achse. Eine mögliche Anordnung zeigt später Bild 2.36b. Ls sollte für universelle Verwendbarkeit möglichst klein und in einer Form nach Bild 2.11a ausgebildet sein. Die Oszillatorfrequenz soll bei etwa 100 kHz liegen. Für die Drehzahlmessung wird die Frequenz der periodischen Oszillatorbedämpfungen — die der Drehzahl proportional ist — ausgewertet. Sie soll zwischen 100 Hz ... 10 kHz liegen. Man muß beachten, daß die später abgelesene Drehzahl durch die

Zahl der am Objekt benutzten Auslösesegmente zu teilen ist. Zum Messen niedriger Drehzahlbereiche ist also eine entsprechend höhere Segmentanzahl günstig, um $f \approx 100$ Hz nicht zu unterschreiten.

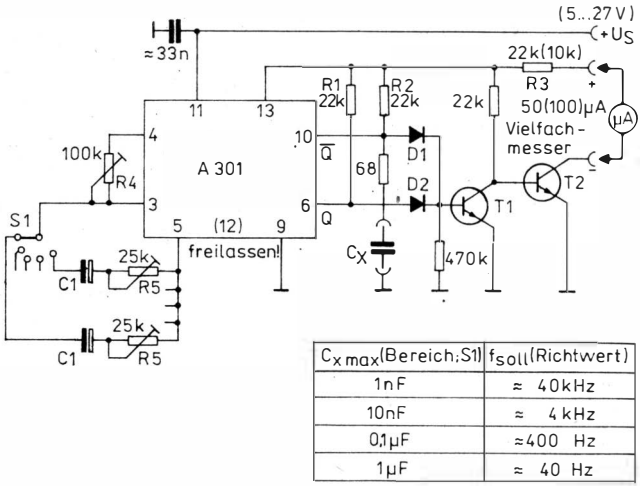
Eine optoelektronische Drehzahlaufnahme läßt sich ermöglichen, wenn die Drehbewegung in periodische Lichtunterbrechungen oder Lichtstärkeschwankungen überführt wird. Das kann nach dem Lichtschrankenprinzip (Drehflügel am Objekt unterbricht Lichtstrahl) geschehen oder nach dem Reflexionsverfahren. Für das Reflexionsverfahren ordnet man den als Aufnehmer benutzten Fototransistor dicht neben einer Lichtquelle (günstigste Lösung: Infrarotleuchtdiode *VQ 110* o. ä.), gegen diese durch eine Trennwand (über LED und Fototransistor gezogene Isolierschlauchstücke genügen) optisch abgedeckt, an. Ein dieser Anordnung genähertes helles Objekt reflektiert das Licht auf den Fototransistor zurück. Das Objekt kann jetzt z. B. eine drehende Maschinenwelle sein, die — falls sie spiegelt — zur Hälfte (oder je nach Drehzahl in mehreren Segmenten) z. B. mit Ruß eingefärbt wird. Dunkle Objekte werden demgemäß mit hell reflektierenden Marken (Kreide) versehen. Die Lichtquelle wird direkt aus Us gespeist; den Fototransistor schließt man in der Schaltung nach Bild 2.31 statt Ls, Cs, Rm an den Eingangsverstärker an, was entsprechend Bild 2.21a geschehen kann (dort FT, R 1, R 2). Mit dem erläuterten Reflexionsverfahren lassen sich FT und die Lichtquelle (Infrarot-LED) unmittelbar nebeneinander zu einem sehr kleinen, flexiblen Aufnehmerorgan kombinieren. Mit einem Fototransistor *SP 201 D* und einer LED *VQ 110 C* ließen sich beim Versuchsmuster auch bei nur mäßig reflektierenden Objekten noch Aufnehmerabstände von 15 ... 25 mm realisieren. Etwa störende Umgebungshelligkeiten sind entweder abzuschatten oder — unter Annähern des Aufnehmers an das Objekt — mit R 2 in der Schaltung nach Bild 2.21a auszugleichen. Man kann die Anschlüsse (2), (3), (4), (5) und (13) der *A 301* auch auf eine Diodensteckbuchse herausführen und dann zur Auswahl des Aufnehmerverfahrens zwei Aufnehmer (einen mit FT, R 2, R 1 nach Bild 2.21a versehen, den anderen mit Ls, Cs, Rm nach Bild 2.31 aufgebaut) wahlweise anschließen. Die Universalität des Drehzahlmessers läßt sich auf diese Weise unterschiedlichsten Objektgegebenheiten anpassen.

Da der Eingangsverstärker und Trigger der *A 301* in der Schaltung nach Bild 2.31 bereits für die Meßwertaufnahme benutzt werden, muß man in diesem Fall eine etwas andere Schaltung für die Frequenzmessung einsetzen. Man geht davon aus, daß die Ausgänge Q (6) und $\overline{Q}$ (10) stets wechselseitig im Takt der (drehzahlproportionalen) Triggerfrequenz umschalten. Ohne C 1 wäre also stets einer der beiden Ausgänge Q oder $\overline{Q}$ = H, und entweder über R 1, D 2 oder über R 2, D 1 wäre T 1 ständig geöffnet. Jedoch ist das durch geringe Laufzeitunterschiede zwischen beiden Ausgängen nicht vollständig der Fall — s. Bild 2.3: Ausgang $\overline{Q}$ (10) schaltet um die Beträge der Transistorschaltzeiten T 16, T 17 später als Q —. Dieser (sehr geringe) Laufzeitunterschied wird durch C 1 in der Schaltung nach Bild 2.31 vergrößert. Es möge Q = H, $\overline{Q}$ = L sein, C 1 ist entladen. Sobald Q = L, $\overline{Q}$ = H wird, muß C 1 über R 2 aufgeladen werden, bis die Summe der Schwellenspannungen von D 1 und Basisdiode T 1 erreicht ist. Vorübergehend wird also T 1 für eine mit R 2, C 1 gegebene Zeit stromlos, sobald der Umschaltvorgang nach Q = L erfolgt. Je Periode der auszuwertenden Frequenz sperrt daher T 1 kurzzeitig für eine konstante Zeitdauer, und T 2 öffnet in dieser Zeit. Die entstehenden Stromimpulse durch Instrument I sind deshalb von zeitlich konstanter Breite, ihre Folgefrequenz ist der Drehzahl proportional. Das Instrument wirkt integrierend und zeigt den Mittelwert an, der damit direkt linear der Drehzahl proportional ist. Eine Anpassung an vorgegebene Frequenz- (Drehzahl-) Bereiche kann (außer durch die erwähnte Aufnehmergestaltung — Sektorenanzahl am rotierenden Objekt —) durch Umschalten von C 1 geschehen. Dabei sollte die Frequenz jedoch immer zwischen wenigstens 100 Hz bei niedrigster Drehzahl (um Zeigervibrieren bei I zu vermeiden) und etwa 10 kHz bei maximaler Drehzahl liegen. Die Umschaltmöglichkeit für C 1 (Bereichswahl) wurde in Bild 2.31 nicht gezeichnet, sie kann sinngemäß wie bei der Schaltung nach Bild 2.30a erfolgen. Dann sollte mindestens R 2 ebenfalls mit umgeschaltet werden, um Feinabgleich je Bereich getrennt zu ermöglichen. R 2 darf in diesem Fall zwischen 0,5 ... 2 · R 1 variieren. Legt man das Gerät nur für einen Drehzahlbereich aus, so genügt die Abgleichmöglichkeit mit R 3 zur Eichung, wobei R 2 nur zu ändern ist,

falls beim Abgleich R 3 kleiner als 10 kΩ wird und das nicht durch geänderten C-1-Wert ausgeglichen werden kann. C 1 dimensioniert man nach der in Bild 2.31 mit angegebenen Beziehung entsprechend der vorgesehenen mittleren Frequenz. Die einmalige Eichung — die nur für einen einzigen Punkt nahe dem Skalenende erforderlich ist — erfolgt am Eingang (3) der *A 301* entweder durch Messen an einem Objekt mit genau bekannter Drehzahl oder sonst durch Einspeisen einer — von geeichtem NF-Generator entnommenen — Frequenz, die der zu eichenden Drehzahl entspricht. Dazu kann behelfsmäßig die Eingangsschaltung aus Bild 2.30a benutzt werden. Übrigens ist es möglich, auch diese Eingangsschaltung als zusätzlich über Stecker anschließbaren dritten Aufnehmer vorzusehen und das Gerät nach Bild 2.31 dann wahlweise auch als Frequenzmesser zum direkten Anschluß (etwa am Unterbrecherkontakt von Kfz-Motoren) zu verwenden. Die Meßgenauigkeit beträgt in allen Fällen etwa 1 ... 3% vom Skalenendwert.

2.8.4.3. Linear direktanzeigendes Kapazitätsmeßgerät

Wenn man bei der Schaltung nach Bild 2.31 von einer konstanten Eingangsfrequenz ausgeht, so ist der Instrumentausschlag direkt dem Wert von C 1 proportional. Dieser Zusammenhang läßt sich zum Bestimmen eines unbekannten Kapazitätswerts Cx bei C 1 ausnutzen. Bild 2.32 zeigt die Schaltung für ein solches Kapazitätsmeßgerät. Die ausgangsseitige Schaltungsfunktion entspricht der bei Bild 2.31 bereits erläuterten. Jedoch ändert sich jetzt nicht mehr die Impulsfolgefrequenz bei konstanter Impulsbreite des Stromes durch I, sondern es ändert sich bei konstanter Folgefrequenz die Impulsbreite, was für die Anzeige den gleichen Zusammenhang ergibt. Die zu messende Kapazität wird demzufolge bei Cx angeschlossen. Ein Vorteil dieser Schaltung besteht darin, daß Cx 1polig an Masse liegt und daher der Einfluß von Streukapazitäten gegen Erde zu überblicken ist bzw. Cx 1polig mit anderen Geräteteilen verbunden bleiben kann. Es läßt sich damit z. B. die Kapazität bereits verlegter Abschirmkabel bequem messen. Die Schaltung wird nicht (wie bei der Schaltung nach Bild 2.31) ausgangsseitig, sondern durch Ändern der zur Messung benutzten Frequenz abge-



$C_{x\,max}$(Bereich;S1)	f_{soll}(Richtwert)
1nF	≈ 40kHz
10nF	≈ 4kHz
0,1µF	≈400 Hz
1µF	≈ 40 Hz

Bild 2.32 Linear direktanzeigender Kapazitätsmesser mit *A 301*;
C 1, R 4, R 5 ≙ f (vergleiche Text);
R 5 — Feinabgleich, Soll ≈ 10 kΩ;
R 4 — Grobabgleich, Soll ≈ 30 ... 50 kΩ, gegebenenfalls C 1 ändern;
T 1, T 2 — *SF 216 E* o. ä. ($\beta > 200$);
D 1, D 2 — *SAY 12* ... *SAY 32* o. ä.

glichen; Meßbereichswechsel erfolgt durch Frequenzwechsel. Die für einige Bereichsendwerte erforderlichen Frequenzen sind in Bild 2.32 mit angegeben. Mit Rücksicht auf ruhigen Zeigerstand am Instrument lassen sich Kapazitäten von mehr als einigen Mikrofarad mit diesem Prinzip nicht messen. (Man könnte mit R 1 = R 2 ≈ 4,7 kΩ als Mindestwert alle angegebenen Bereiche verfünffachen und dann einen weiteren Bereich für $Cx_{max} \approx 500$ pF mit $f_{soll} \approx 400$ kHz vorsehen; beim Mustergerät verschlechterte sich dabei aber schon merklich die Anzeigelinearität.) Der niedrigste C_x-Bereich liegt bei etwa 1 nF; dabei lassen sich am Vielfachmesser noch Kapazitäten vou 100 ... 200 pF genügend genau ablesen.

Für diese Meßschaltung muß also eine hinreichend konstante Frequenz erzeugt werden, wozu der Eingangsverstärker der *A 301* mit C 1, R 5 (mit S 1 für Cx-Bereichswahl umschaltbar) und R 4 benutzt wird. Die Schwingschaltung entspricht der nach

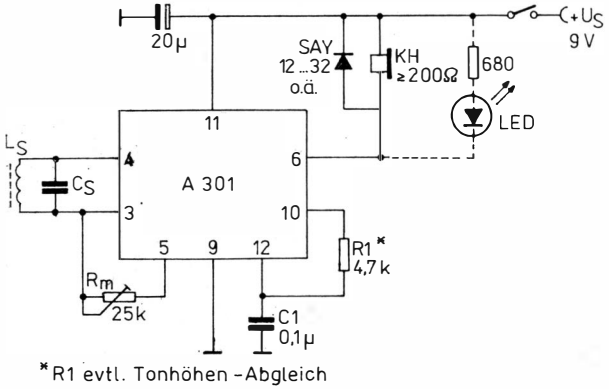
Bild 2.28. Sie wird gemäß den benötigten Frequenzen nach den zu diesem Bild gegebenen Erläuterungen dimsensioniert und braucht daher nicht nochmals erläutert zu werden. Man kann für die Dimensionierung zunächst überschlägig von C 1 $\approx Cx_{max}$ des jeweiligen Bereichs ausgehen. Mit R 4 nimmt man den Grobabgleich für alle Bereiche (R 4 kann später als Festwert eingesetzt werden) und mit R 5 die genaue Eichung je Bereich mit einem bekannten Cx-Wert nahe Cx_{max} vor. Für die Meßwertablesung wird wieder die Gleichstromskale des Vielfachmessers benutzt; günstig sind 100teilige Skalen. C 1 wird bedarfsweise so geändert, daß sich R 4, R 5 in den angegebenen Grenzen einstellen lassen; dabei ist am Ausgang Q (6) eine Rechteckschwingung mit Tastverhältnis nahe 1:1 (... 2:1) anzustreben (ggf. oszillografische Kontrolle und wechselseitiger Abgleich von R 4, R 5, stets mit R 5 zu beenden). Stark von 1:1 abweichende Tastverhältnisse können zusätzliche Linearitätsfehler ergeben. Die erreichbare Meßgenauigkeit liegt bei 2 ... 3% vom Skalenendwert, was für Werkstattzwecke ausreicht. Die Generatorschaltung, deren Frequenz direktdie Meßgenauigkeit bestimmt, ist — wie mehrere über längere Zeit betriebene Mustergeräte zeigten — für diese Anwendung ausreichend frequenzstabil innerhalb der in Werkstatträumen üblichen Umgebungstemperaturschwankungen.
Die Gesamtschaltung nach Bild 2.32 kann man so klein aufbauen, daß sie vollständig in einen handlichen Tastkopf paßt, dessen Abmessungen im wesentlichen von S 1 bestimmt werden. Der Anschluß für Cx läßt sich dann als Tastkopfspitze ausführen.

2.9. Kombinierte Schaltungen

Um kombinierte Schaltungen (bei denen die *A 301* mehrere Aufgaben zugleich übernimmt, indem vorangehend beschriebene Einzelschaltungen gleichzeitig angewendet werden) handelt es sich bereits bei den in Abschnitt 2.8.4. beschriebenen Anwendungen. Nachfolgend weitere Beispiele für die Kombination einzelner Schaltungsfunktionen.

2.9.1. Rohrleitungssucher (Metallspürgerät)

Bild 2.33 zeigt die Schaltung eines Rohrleitungssuchers, z. B.



*R1 evtl. Tonhöhen-Abgleich

Bild 2.33 Metallspürgerät (Rohrleitungssucher) mit *A 301*;
für LED — C 1 ≈ 10 µF, R 1 = 4,7 kΩ (Blinklicht) oder C 1 ≈ 10 nF, R 1 entfällt (Dauerlicht);
Ls — Ferritstab ≈ 8 × 100, ≈ 0,2 mH (Original-MW-Antennenwicklung geeignet)
Cs — ≈ 3,3 ... 10 nF (≙ f ≈ 60 ... 100 kHz)
Rm — optimal ≈ 8 ... 15 kΩ
} nach Versuch auf maximale Reichweite optimieren

zum Verfolgen von unter Putz verlegten Leitungsrohren. Die Anordnung besteht aus der bekannten Oszillatorschaltung Ls, Cs, Rm und einer Tongeneratorschaltung nach Bild 2.26. Sobald Ls durch Metall bedämpft wird, setzt der Oszillator aus, und der Tongenerator tritt in Funktion, wobei der als Lautsprecher wirkende, im Gerät eingebaute Kleinstohrhöhrer KH mit seinem Ton das vorhandene Metall anzeigt. Zu Ls, Cs, Rm siehe Abschnitt 2.3. Für Ls bietet sich in dieser Anwendung eine Ferritstabspule nach Bild 2.11b (oben im Bild) an. Im einfachsten Fall läßt sich bereits eine Originalwicklung für Mittelwellenantennen verwenden. Günstiger sind jedoch höhere Windungsanzahlen und Oszillatorfrequenzen von 2 ... 10 kHz, die gegenüber einer Original-Ferritantenne größere Reichweite ergeben bzw. kleinere Objekte noch registrieren. Mit Ls ≈ 0,2 mH auf Ferritstab 8 × 100 und f ≈ 60 kHz ergaben sich beim (nicht besonders optimierten) Versuchsmuster Reichweiten um 10 cm und

mehr für normale Wohnungsinstallationsrohre aller Art. Größere Reichweiten sind eher nachteilig, da dann das getrennte Verfolgen einander parallel verlegter Rohre schwierig wird. Auf Plastrohre spricht das Gerät selbstverständlich nicht an. Statt KH in der Schaltung nach Bild 2.33 oder zusätzlich zu KH kann die optische Signalisierung mit LED vorgesehen werden. Für LED (dazu [9]) eignen sich alle handelsüblichen Typen. Bei Metall in Nähe von Ls ist LED erloschen, ohne Metall zeigt LED Dauerlicht (wenn R 1 weggelassen wird). Arbeitet man mit R 1 und KH, so wird LED beim Vorhandensein von Metall nur dunkler. Man kann auch KH weglassen und dafür R 1 vorsehen sowie C 1 so vergrößern, daß der NF-Generator im Sekundenbereich arbeitet; LED zeigt dann Metall mit Blinklicht an.

2.9.2. Intervalltonsignalgeber

Einfache Tongeneratorschaltungen wurden bereits weiter vorn behandelt. Für auffällige Signalisierungen (Warntöne) ist eine periodische Ein/Aus-Tastung des Tones wünschenswert. Das läßt sich erreichen, indem Trigger und Endstufe der *A 301* als Tongenerator nach Bild 2.26 arbeiten und der Eingangsverstärker als Taktgenerator nach Bild 2.28 betrieben wird. Bild 2.34 zeigt die entsprechende Gesamtschaltung, deren nähere Erläuterung nicht mehr notwendig ist. Statt der in Bild 2.34 gezeigten Endstufe (sie entspricht Bild 2.27b) können auch die Varianten nach Bild 2.27a oder — für Kleingeräte — nach Bild 2.33 (KH) benutzt werden. Dimensionierungsrichtwerte sind in Bild 2.34 angegeben; man kann sie nach Bedarf abändern. Eine Start/Stop-Beeinflussung des Intervalltongebers läßt sich über den Triggereingang (12) erreichen, dafür sind mehrere Varianten zur Auswahl angegeben. Es ist Kontaktschaltung (S 1) oder Blockieren mit beliebig ansteuerbarem Schalttransistor T 2 möglich (Spannung an E 1 entspricht „Ton aus"). TTL-Gatterausgänge werden über eine Diode angeschlossen (E 2), in diesem Fall bewirkt L-Pegel ein Aussetzen des Tones. Diesen Generator kann man in Tonhöhe und Taktfrequenz sowie im Ein/Aus-Tastverhältnis allen Anforderungen problemlos anpassen.

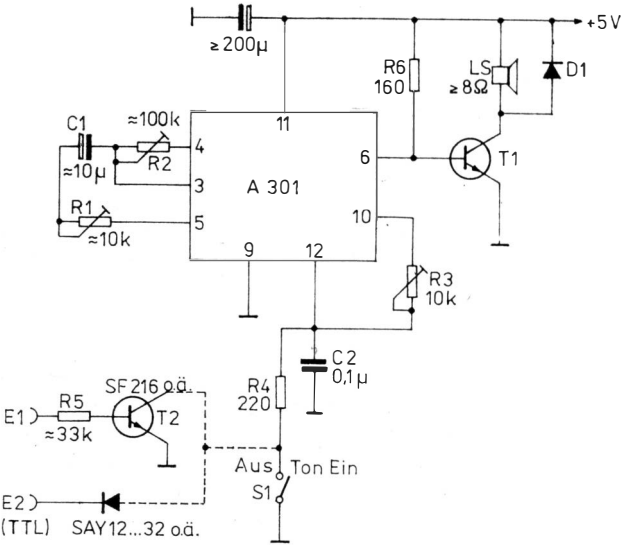
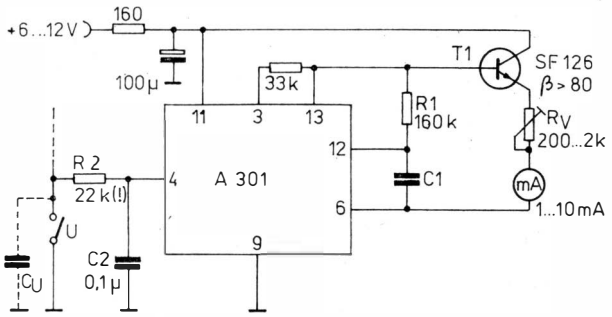


Bild 2.34 Intervalltonsignalgeber mit *A 301*;
T 1 — SF 126 mit Kühlstern ($\beta > 60$);
D 1 — beliebig;
R 1, R 2 — Taktperioden;
C 1 — Taktfrequenz grob (10 µF ≈ 1 s);
C 2, R 3 — Tonhöhe (0,1 µF, 5 kΩ ≈ 500 Hz)

2.9.3. Kraftfahrzeugdrehzahlmesser

Speziell für den festen Einbau in Kraftfahrzeugen eignet sich ein mit der *A 301* aufgebauter Drehzahlmesser sehr gut. Man verwendet dann die Schaltung nach Bild 2.35, die dafür günstiger ist als die zuvor beschriebene Frequenz- und Drehzahlmeßschaltungen. Der Eingangsverstärker wird über Eingang (4) — der in anderen Anwendungen Ausgang ist — getriggert (Bild 2.3: Direktansteuerung von D 6, T 8 mit R 6 als Eingangswiderstand). R 2 und C 2 sind zusammen mit den Eingangsdaten dieser speziellen Eingangsschaltung so bemessen, daß der Eingang vor R 2 (der dem Unterbrecher des Motors parallelgelegt wird) nur auf die beim Öffnen des Unterbrechers auftretende hohe positive Spannungsspitze von mindestens 150 ... 200 V reagiert.



$$C1 \approx \frac{18...20}{f} \; ; \; C \text{ in } \mu F \; ; \; f \text{ in } Hz$$

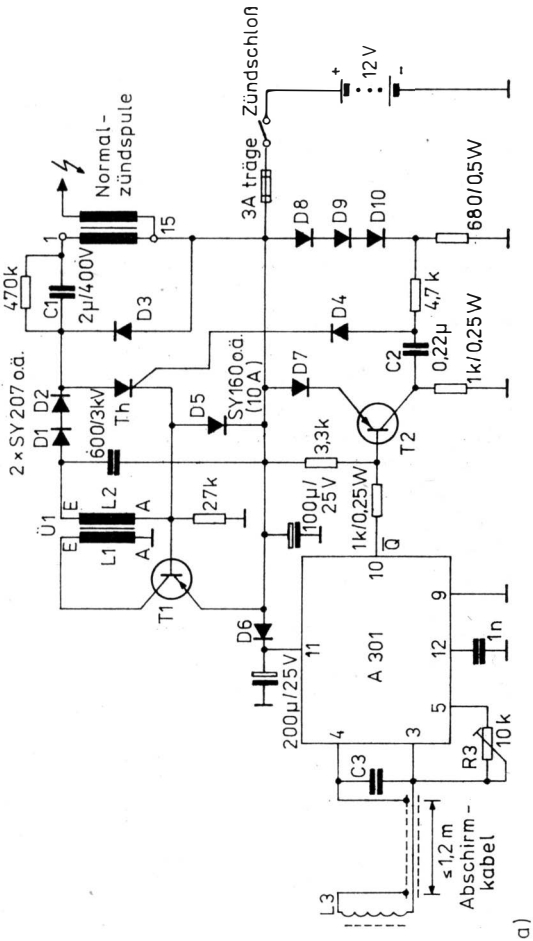
Bild 2.35 Drehzahlmesser für Kraftfahrzeuge;
f ≙ Zündfrequenz bei maximaler Drehzahl (≙ Motorart);
Rv — Eichung fein, $Rv \approx \frac{1{,}5}{I}$, Rv in kΩ, ≙ mA-Vollausschlag

Damit läßt sich das Kontaktprellen zuverlässig eliminieren. Die Triggerfrequenz ist der Motordrehzahl direkt proportional. f in Bild 2.35 ergibt sich aus maximal vorkommender Motordrehzahl und Motortyp (Zylinderanzahl). Danach wird C 1 wie in Bild 2.35 angegeben bemessen. Der Frequenzmesser ist ein Monoflop (Prinzip nach Bild 2.30a). T 1 ermöglicht die Verwendung robuster Meßinstrumente mit Strömen von 1 ... 10 mA (Rv bemißt man gemäß Instrumentdaten wie in Bild 2.35 angegeben). Da nur die stabilisierte Spannung U_{13} (13) verwendet wird, ergibt sich eine sehr gut lineare Anzeige, die von Bordnetzspannungsschwankungen und Umgebungstemperatur weitgehend unabhängig ist. Mit Rv gleicht man die Anzeige entweder bei bekannter Drehzahl genau ab, oder es wird für den Abgleich eine der Motordrehzahl entsprechende fremde Frequenz (Tongenerator) benutzt. Diese kann mit einer behelfsmäßigen Eingangsschaltung nach Bild 2.30a (C 2, R 3, D 1) an Stift (3) in der Schaltung nach Bild 2.36 eingespeist werden, wobei der spätere Eingang (4) offenbleibt. Übrigens eignet sich — falls kein geeichter Tongenerator verfügbar ist — dafür auch die Netzfrequenz 50 Hz, die sich je nach Motor auf den ihr entsprechenden

Drehzahlwert umrechnen läßt, auf den dann bei 50 Hz mit Rv abgeglichen wird.
Für Thyristor- oder Transistorzündanlagen (bei denen am Unterbrecher U keine hohen Spannungsspitzen auftreten) eignet sich Eingang (4) nicht. Man kann dann die Eingangsbeschaltung nach Bild 2.30a (R 4, R 3, C 2, D 1 mit den dort angegebenen Werten) auch bei der Schaltung nach Bild 2.35 anwenden.

2.9.4. Kraftfahrzeugthyristorzündung mit kontaktlosem Geber

Thyristorzündungen sind bereits in großer Anzahl in Gebrauch. Bei ihnen liegt es nahe, auch das letzte noch vorhandene Kontaktorgan, den Unterbrecherkontakt, durch eine elektronische Anordnung zu ersetzen. Dafür eignet sich die *A 301* in der Standardbetriebsweise als Abreißoszillator gut. Bild 2.36a zeigt die Schaltung einer inzwischen sehr häufig nachgebauten und über Jahre hinweg bewährten Thyristorzündung (aus [4]), die für die Ansteuerung mit *A 301* abgeändert wurde. Zu Funktion und Aufbau der vollständigen Zündanlage, deren Erläuterung den Rahmen dieses Bandes überschreitet, muß auf die Originalveröffentlichung ([4] und dortige Literaturquellen) verwiesen werden. Die wesentlichsten Angaben sind aus Bild 2.36a ersichtlich. Der Transverter mit T 1 und Ü 1 arbeitet als Eintaktstromflußwandler (dazu und zu anderen Realisierungsmöglichkeiten für Ü 1 s. [4]), C 1 ist der Zündkondensator. Verwendet wird die im Fahrzeug vorhandene Normalzündspule. Th wird gezündet, wenn T 2 öffnet (Th-Zündung erfolgt mit der zuvor in C 2 gespeicherten Energie), was bisher durch den Unterbrecherkontakt geschah (vgl. [4]). An seine Stelle tritt jetzt die *A 301* mit ihrem Ausgang $\overline{Q}$ (10). Die Betriebsweise der *A 301* bietet gegenüber dem früher Beschriebenen keine Besonderheiten. L 3, C 3 in der Schaltung nach Bild 2.36a sind mit Ls, Cs identisch, R 3 entspricht Rm der Standardschaltung. Im Fahrzeug kann jetzt auf der Unterbrecherwelle statt Schaltnocken ein kleines metallenes Flügelrad aufgesetzt werden, dessen Flügelanzahl der Anzahl der je nach Motor erforderlichen Unterbrechungsvorgänge je Umdrehung entspricht. Die Flügel bedämpfen L 3 (Bild 2.36b) und simulieren auf diese Weise den mechanischen Unterbrecherkontakt. L 3 — für die



sich eine halboffene Kernbauform nach Bild 2.11a empfiehlt — sollte klein gegen den Flügelradius sein; in Betracht kommen Ferritkernhalbschalen um 10 mm Durchmesser oder EE 20-Maniferkernhälften. Der Luftabstand zwischen L-3-Kern und Flügelfläche sollte so gering wie möglich sein (2 ... 3 mm maximal), um R 3 (Bild 2.36a) nicht allzu kritisch einstellen zu müssen.

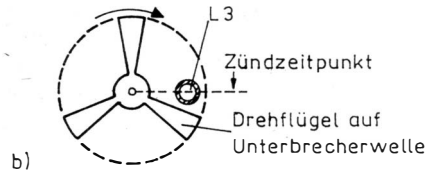


Bild 2.36 Thyristorzündung für Kraftfahrzeuge (nach [4]); die berührungslose Ableitung der Zündimpulse ermöglicht bei der *A 301* Verzicht auf den Unterbrecherkontakt (kontaktlose Zündung); a — Gesamtschaltung der kontaktlosen Thyristorzündung, b — zur Anordnung der Initiatorspule, siehe Text

zu Bild 2.36a

Ü1 — Ferritkern UI 58, Kernquerschnitt 1,75 cm², mittlere Kernlänge 16,4 cm, L 1 = 60 Wdg., 1,0-mm-CuL, L 2 = 1500 Wdg., 0,18-mm-CuL, L 3 ≈ 2,5 mH, vergleiche Text;
C 3 — 400 ... 850 pF (C 3 + C_{Kabel} ≈ 1 nF) } vergleiche
R 3 — optimal ≈ 6 kΩ, später als Festwert } Text;
f_{Osz} ≈ 80 (± 20) kHz;
T 1 — *ASZ 1018* o. ä. ($\beta \geq 40$, $I_{Cmax} \geq 10$ A, $U_{CEmax} \geq 30$ V) auf Kühlblech ≈ 100 cm², 2 mm Alu;
T 2 — *KFY 18, KF 517* o. ä. Si-pnp-Transistoren (0,5 W, $\beta > 40$);
D 1, D 2 — Si-Typen 1 A, $\geq$ 700 V;
D 3, D 4 — Si-Typen 1 A, $\geq$ 500 V (z. B. *SY 205*);
D 5 — 10-A-Typ;
D 6 ... D 10 — *SAY 12* o. ä. (> 0,1 A);
Th — *ST 108/4, ST 103/4* o. ä. ($\geq$ 3 A, $\geq$ 400 V)

L 3 kann vollständig in Epoxidharz (*EP 11*) oder *CENUSIL*-Kautschukkleber vergossen werden und wird über maximal etwa 1,20 m Abschirmkabel an die Zündeinrichtung (in der sich auch die *A 301* mit C 3 befindet) angeschlossen, wie es Bild 2.36a andeutet. Der Zündwinkel läßt sich durch Verschieben von L 3 längs des Flügelumfangs oder durch Verdrehen des Flügelrads einstellen. Übrigens kann man zur manuellen Zündwinkeleinstellung gut den (unbenutzten) Ausgang Q (6) der *A 301* verwenden. Eine zwischen Q (6) und Us (11) geschaltete Leuchtdiode mit Vorwiderstand (≈ 1 kΩ) — in Bild 2.36a nicht eingezeichnet — verlischt im Moment der Zündung, da sich dann Q = H ergibt. Mit $\overline{Q}$ = L wird in der Schaltung nach Bild 2.36a der Thyristor gezündet. R 3 sollte, wenn L 3 und C 3 günstig dimensioniert sind, etwa 6 kΩ betragen und kann, wenn sein

Drehbereich für sichere Funktion groß genug ($\approx \pm 20\%$ des gefundenen Wertes) ist, als entsprechender Festwert eingesetzt werden. Die Oszillatorfrequenz sollte in dieser Anwendung bei 80 ... 100 kHz liegen; L 3 ist mit $\approx$ 2,5 mH günstig bemessen. Die dafür erforderliche Windungszahl hängt in bekannter Weise vom Kern und dessen Daten ab. Eine Oszillatorfrequenz von 50 ... 60 kHz sollte jedoch nicht unterschritten werden, da es sonst bei hohen Drehzahlen schon zu merklichen Zündwinkeländerungen kommen kann, die den Motorlauf ungünstig beeinflussen. Frequenzen oberhalb 100 kHz lassen sich verwenden, verringern jedoch den für betriebssicheres Arbeiten möglichen Abstand zwischen L 3 und dem Flügelrad. Im übrigen ist die Anordnung nach Bild 2.36b nur als ein möglicher Lösungsweg zu verstehen. Statt eines Flügelrads kann auch ein entsprechend profilierter Zahnkranz o. ä. rotierende Teile benutzt werden, denen sich L 3 in geeigneter Weise annähern läßt. Ein seitliches Einschwenken des auslösenden Metallteils vor L 3 ist jedoch zu bevorzugen, um den gewünschten sehr genauen Zündeinsatzpunkt zu erreichen.

2.9.5. Wechselseitige Verriegelung für Endlagenumschalter

Die *A 301* in ihrer Standardanwendung als Abreißoszillator kann auch für Taktfüllstandsgeber und vergleichbare Zwecke benutzt werden. Bild 2.37b gibt ein Beispiel dafür. In einem nichtleitenden Rohr, dessen Füllhöhe zu registrieren ist, schwimmt eine metallische (bei aggressiven Flüssigkeiten ggf. plastummantelte) Hohlkugel. Sie bedämpft beim oberen Füllstand L 1, beim unteren Kontrollpunkt L 2. Jede Spule ist Ls eines Abreißoszillators. In dieser Anwendung werden also zwei identisch aufgebaute und ansonsten der Standardanwendung entsprechende Abreißoszillatoren benötigt, die man mit zwei *A 301* realisiert. Die häufig auftretende Forderung besteht nun darin, z. B. mit L 2 (IS 2) einen Pumpenmotor einzuschalten, der solange arbeiten soll, bis das Rohr wieder bis zur oberen Marke (bei L 1) gefüllt ist. L 2 setzt aber, sobald die Kugel steigt, bald wieder mit seiner Schwingung ein. Es muß dafür gesorgt sein, daß der Pumpenmotor dann weiterläuft, bis L 1 aussetzt. Sobald — mit sinkender Füllhöhe — die Schwingung bei L 1

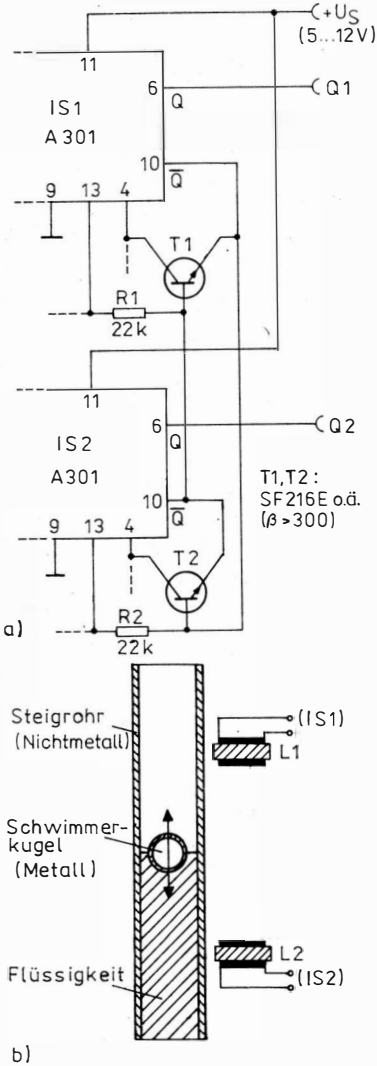


Bild 2.37 a — Wechselseitige Verriegelung zweier *A 301* für bistabile Umschaltanordnungen, b — Anwendungsbeispiel als Endlagenschalter für eine Füllstandskontrolle

wieder einsetzt, darf der Pumpenmotor nicht sofort erneut anlaufen, sondern erst dann, wenn L 2 bedämpft wird. Die dafür erforderliche Motorschaltung würde „klassisch" mit einigen Relais zu realisieren sein, die die Ausgangssignale beider Abreißoszillatoren entsprechend verknüpfen. Man kann aber darauf verzichten, wenn die zu L 1 und L 2 gehörenden *A 301* (IS 1 und IS 2) unmittelbar untereinander so verbunden werden, daß sie sich gegenseitig verriegeln. Das geschieht mit der Schaltung nach Bild 2.37a, die man zusätzlich zu der Standardschaltung des Annäherungsschalters (Bild 2.1) vorsieht. Diese Schaltung wurde in Bild 2.37a fortgelassen; in welcher Weise die beiden *A 301* ausgelöst werden, ist nebensächlich. Die Verriegelungsschaltung läßt sich also z. B. ebenso mit zwei Lichtschranken statt Oszillatorspulen, entsprechend den vorangegangenen Schaltbeispielen, anwenden.

Angenommen sei, daß L 1 (IS 1) anspricht (Oszillator setzt bei IS 1 aus). Dann wird (s. Bild 2.5) Q 1 = H und $\overline{Q\,1}$ (10) = L. Dadurch wird der (sonst über R 2 geöffnete) Transistor T 2 durch Kurzschluß der Basisspannung gesperrt. T 1 (für IS 1) und T 2 (für IS 2) bilden Selbsthalteschaltungen ähnlich Bild 2.21d. Für IS 2 wird also die Selbsthaltung unwirksam, wenn IS 1 anspricht. Dagegen wird IS 1 selbst nun — da T 1 über R 1 geöffnet ist — über $\overline{Q\,1}$ (10) = L in Selbsthaltung gelegt, behält diesen Schaltzustand also bei, falls später der IS-1-Oszillator wieder anschwingen würde. Sobald der untere Oszillator aussetzt (L 2 erreicht, Bild 2.37b), ergibt sich dort für (10) = L, jedoch kann T 2 nicht öffnen wegen (10) = L an der IS 1. (10) = L bei IS 2 sperrt aber sofort T 1, womit sich bei IS 1 die Selbsthaltung löst — IS 1 schaltet nach Q = L, (10) = H um. Damit wird T 2 freigegeben, öffnet über R 2, und über T 2 und (10) = L legt sich IS 2 in Selbsthaltung. Dieser Zustand wird erst beendet, wenn später wieder IS 1 anspricht und mit ihrem Ausgang (10) = L T 2 sperrt. Es schalten also, sobald sich die obere oder untere Endlage (L 1 oder L 2 entsprechend Bild 2.37b) ergibt, beide Is zugleich ihre Ausgänge um; dieser Zustand bleibt bis zum Erreichen des anderen Endstands bestehen. Die Schaltung arbeitet auch dann einwandfrei, falls beim ersten Einschalten zunächst beide IS gleiche Schaltzustände einnehmen. Mit erstmaligem Erreichen eines der Endzustände kommt die Schal-

tung dann „in Tritt". Im übrigen kann eine definierte Schaltlage beim Anlegen der Betriebsspannung erzwungen werden, wenn man die — nicht mit eingezeichneten — Integrationskondensatoren C 12 beider IS ungleich groß auslegt. Eine Abweichung zu der Selbsthalteschaltung nach Bild 2.21d besteht darin, daß das Sperren der Trigger nicht über Anschluß (12) sondern über Anschluß (4) vorgenommen wird. Wie Bild 2.3 erkennen läßt, werden dabei die Trigger im Schaltzustand (12) = H entsprechend Q = H verriegelt, wie es für die gezeigte Schaltung erforderlich ist. Die Anschlüsse (12) beider IS bleiben deshalb für alle vorangehend genannten Zwecke weiterhin frei verfügbar, sie werden — wie die übrigen IS-Anschlüsse — gemäß jeweiligem Anwendungsfall normal beschaltet. Für die Laststeuerung sind an beiden IS nur noch die Q-Ausgänge (6) verfügbar [$\overline{Q}$ (10) darf man nicht anderweitig beschalten]. Das ist aber — selbst wenn man zwei zueinander negierte Ausgänge zugleich für Folgeeinrichtungen benötigt — kein Nachteil, da die IS zueinander gegentaktig reagieren und daher die bei IS 1 und IS 2 verfügbaren Q-Ausgänge ebenfalls zueinander im Gegentakt arbeiten, einer von ihnen also als $\overline{Q}$ aufgefaßt werden kann. Es sind stets Q 1 = L, Q 2 = H, wenn zuletzt L 1 (IS 1) bedämpft wurde, und Q 1 = H, Q 2 = L, wenn zuletzt L 2 reagierte. Die Betriebsspannung Us sollte bei dieser Schaltung [Triggerblockierung über (4) der IS] vorsorglich nicht höher als etwa 12 V gewählt werden, da es durch die hier für Stitt (4) gewählte Betriebsweise zu einer etwas erhöhten thermischen Belastung des T 4 in den IS (Bild 2.3) kommt — [zusätzlicher Strom über (4) nach Masse im Selbsthaltungsfall]. Diese Belastung des schaltkreisinternen T 4 wird durch nicht volles Ausschöpfen der zulässigen Betriebsspannung ausgeglichen.

Die Schaltung nach Bild 2.37a läßt sich, da sie die regulären Beschaltungen nicht berührt, beispielsweise auch zusammen mit Anordnungen nach Bild 2.1, Bild 2.21, Bild 2.22a, Bild 2.33 und ähnlichen sinngemäß verwenden, wenn die Aufgabe besteht, zwei Geberorte wechselseitig arbeiten zu lassen. Eine eventuell an Stift (4) vorhandene Beschaltung — Schwingkreisanschluß oder Widerstand 1 kΩ von (4) nach (2) für Eingangstrigger — stört die Funktion nicht. Man kann beide Maßnahmen zugleich mit der Schaltung nach Bild 2.38a anwenden.

Literatur

[1] *Armgarth, D.*: Integrierte Schaltungen für Kameras, „radio-fernsehen-elektronik" 25 (1976) Heft 10, Seite 333 bis 334

[2] *Schütze, S.*: Praktica EE 2 — Spiegelreflexkamera mit elektronischer Belichtungszeitsteuerung, „radio-fernsehen-elektronik" 26 (1977) Heft 15, Seite 491 bis 494, 499

[3] *Jakubaschk, H.*: Das große Schaltkreisbastelbuch, Militärverlag der DDR, Berlin 1978

[4] *Jakubaschk, H.*: Das große Elektronikbastelbuch, Militärverlag der DDR, 5. Auflage, Berlin 1976

[5] *Buttgereit, D.*: Die integrierte Initiatorschaltung A 301 D — Aufbau und Kennwerte, „radio-fernsehen-elektronik", 26 (1977) Heft 12, Seite 403 bis 406

[6] *Haberlandt, K.-H.*: Anwendung der Initiatorschaltung A 301 D, „radio-fernsehen-elektronik" 26 (1977) Heft 14, Seite 453 bis 458

[7] ...: Monolithisch integrierte Initiatorschaltung A 301 D, Teil 1, Halbleiterinformationen 120, „radio-fernsehen-elektronik" 26 (1977) Heft 5, Seite 157 bis 160; Teil 2, Halbleiterinformationen 122, „radio-fernsehen-elektronik" 26 (1977) Heft 6, Seite 193 bis 194

[8] *Jakubaschk, H.*: Modellbahnelektronik, VEB Transpress Verlag für Verkehrswesen, Berlin (erscheint 1980)

[9] *Jakubaschk, H.*: Leuchtdioden und ihre Anwendung, electronica Band 149, Militärverlag der DDR, Berlin 1977